

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Metody ekvalizace v moderních bezdrátových digitálních komunikačních systémech

Equalization Methods in Modern Wireless Digital Communication Systems

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. David Možný

Studijní program:

N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601T013 Telekomunikační technika

Téma:

**Metody ekvalizace v moderních bezdrátových digitálních
komunikačních systémech**
**Equalization Methods in Modern Wireless Digital Communication
Systems**

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

Diplomová práce se zaměřuje na metody adaptivní ekvalizace přenosových kanálů v moderních bezdrátových digitálních komunikačních systémech. Práce se věnuje klasifikaci a popisu vybraných adaptivních ekvalizérů. Cílem diplomové práce je návrh a realizace simulačních programů pro porovnání vlastností zkoumaných ekvalizačních technik. Dalším krokem je implementace těchto technik na reálný hardware.

Postup řešení

1. Literární rešerše současného stavu problematiky minimalizace intersymbolových interferencí ISI (snížení bitové chybovosti přenosu BER), pro přenosové kanály s proměnnými parametry (mobilní komunikace s mnohacestným šířením vln).
2. Rozbor problematiky rušení v bezdrátových sítích a jejich modelování (AWGN, Rayleigh, Rice fading channels).
3. Podrobný popis koncepce komunikačních systémů s adaptivním ekvalizérem. Klasifikace a detailní popis adaptivních ekvalizérů používaných v moderních rádiových komunikačních systémech.
4. Matematický popis vybraných adaptivních algoritmů (stochasticky gradientní adaptace, rekursivní optimální adaptace) pro výpočet koeficientů ekvalizačních filtrů.
5. Návrh a realizace simulačních programů (Matlab nebo LabVIEW) pro porovnání vlastností vybraných ekvalizačních technik (BER vs. E_b/N_0) pro různé modulační formáty (M-QAM, M-PSK, MSK, apod.).
6. Reálná implementace vybraných ekvalizačních technik do systému softwarově definovaného rádia SDR, realizovaného na bázi USRP nebo PXI.
7. Diskuze dosažených výsledků.

Seznam doporučené odborné literatury:

- [1] Dobeš, Josef, a Václav Žalud. Moderní radiotechnika. BEN-technická literatura, 2006.
- [2] Osseiran, Afif, et al. "Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project." IEEE Communications Magazine 52.5 (2014): 26-35.
- [3] Martinek, Radek, and Jan Zidek. "The real implementation of NLMS channel equalizer into the system of software defined radio." Advances in Electrical and Electronic Engineering 10.5 (2012): 330.
- [4] Sagotra, Rajan, and Reena Aggarwal. "Visible light communication." International Journal of Computer Trends and Technology (IJCTT) volume4 Issue4 (2013): 906-910.
- [5] Bottomley, Gregory E. Channel Equalization for Wireless Communications: From Concepts to Detailed

Mathematics. Vol. 20. John Wiley & Sons, 2012.


Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Radek Martinek, Ph.D.**

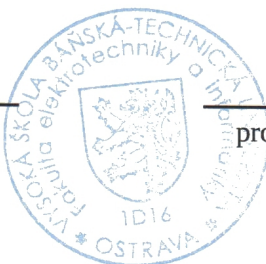
Konzultant diplomové práce: Ing. Martin Tomis


Datum zadání: 01.09.2016

Datum odevzdání: 28.04.2017



doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry





prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě 26. dubna 2017

A handwritten signature in cursive script, appearing to read "Jan Pátek", written over a dotted horizontal line.

Souhlasím se zveřejněním této diplomové práce dle požadavků čl. 26, odst. 9 Studijního a zkušebního řádu pro studium v magisterských programech VŠB-TU Ostrava.

V Ostravě 26. dubna 2017

A handwritten signature in dark ink, written over a horizontal dotted line. The signature is stylized and appears to be 'Pavel Pátek'.

Rád bych na tomto místě poděkoval všem, kteří mi s touto diplomovou prací pomohli, protože bez nich by tato práce nevznikla.

Jmenovitě vedoucímu práce panu Radku Martinkovi, panu Koudelkovi a panu Tomisovi za cenou pomoc při řešení problémů, dále také všem ostatním, se kterými jsem řešil tuto diplomovou práci.

Velké poděkování také patří rodině, přítelkyni a všem ostatním za podporu.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá metodami ekvalizace a jejich reálným použitím. V práci je také část zabývající se simulacemi adaptivní ekvalizace v prostředí LabVIEW. Reálné měření je realizováno na technologii komunikace ve viditelném světle (VLC). To je prováděno na dvou různých typech světelného zdroje, jeden zdroj je určen pro komunikaci uvnitř budov a druhý vně. Zdrojem světla pro vnitřní použití bylo podhledové LED svítidlo. V případě venkovní komunikace se konkrétně jedná o automobilové světlo. Perspektiva do budoucnosti, neboť by se mohly některé informace mezi vozidly přenášet právě pomocí technologie VLC.

Cílem je zjistit vliv ekvalizace na komunikaci (na měřené parametry) a porovnat je s případem, kdy ekvalizaci nebudeme používat. Další z cílů je rovněž porovnat jednotlivé adaptivní algoritmy mezi sebou a nalezení vhodného intervalu pro nastavování jejich parametrů.

Klíčová slova: Ekvalizace přenosového kanálu, Softwarově definované rádio, Algoritmus nejmenší střední kvadratické odchylky (LMS), Normalizovaný algoritmus nejmenší střední kvadratické odchylky (NLMS), Rekurzivní algoritmus nejmenších čtverců QR-RLS, LabVIEW, Komunikace ve viditelném světle (VLC)

Abstract

This Diploma thesis deals with methods of equalization and their real use. The work is also part of dealing with the simulation of adaptive Equalization in LabVIEW. The real measurement is performed on technology the visible light communication (VLC). Measurement is carried out on two different types of light sources, one source is used for communications inside buildings and the other outside. The source of light for interior use was the LED ceiling light. In the case of outdoor communication specifically a light car. A Perspective for the Future, as some information could be transmitted between vehicles via VLC technology.

The aim is to determine the effect of equalizing on communication (on measured parameters) and compare it with the case in which equalization will not use. One of the objectives is also to compare different adaptive algorithms among themselves and finding an appropriate interval for setting its parameters.

Key Words: Channel Equalization, Software Defined Radio, Least Mean Square (LMS), Normalised least mean squares (NLMS), Recursive Least Squares QR-RLS, LabVIEW, Visible light communications (VLC)

Obsah

| | |
|---|-----------|
| Seznam použitých zkratk a symbolů | 10 |
| Seznam obrázků | 14 |
| 1 Úvod | 18 |
| 2 Komunikace ve viditelném světle | 19 |
| 2.1 Zdroje záření pro komunikaci ve viditelném světle | 21 |
| 2.2 Detektory | 22 |
| 2.3 Optické přenosové prostředí | 23 |
| 2.4 IEEE 802.15.7 | 26 |
| 3 Modely komunikačních kanálů | 27 |
| 3.1 AWGN | 27 |
| 3.2 Rayleigho kanál | 27 |
| 3.3 Riceho kanál | 27 |
| 4 Modulace | 29 |
| 4.1 Digitální modulace | 29 |
| 4.2 M-QAM | 30 |
| 4.3 Přenosová a modulační rychlost | 31 |
| 4.4 Konstelační diagram | 32 |
| 4.5 BER | 33 |
| 4.6 E_b/N_0 | 35 |
| 4.7 MER | 36 |
| 4.8 EVM | 36 |
| 4.9 TEV | 37 |
| 4.10 Vektorový diagram | 38 |
| 4.11 Amplitudové a fázové zkreslení | 38 |
| 5 Metody kanálové ekvalizace | 40 |
| 5.1 Ekvalizace analogových systémů | 40 |
| 5.2 Ekvalizace digitálních systémů | 40 |
| 6 Adaptivní ekvalizace | 41 |
| 6.1 Feedforward Equalizer (FFE) | 43 |
| 6.2 Decision Feedback Equalizer (DFE) | 43 |
| 6.3 Blind Equalizer | 47 |
| 6.4 Adaptivní výpočet koeficientu ekvalizéru | 47 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 7 | Realizace simulačního programu a jeho využití | 51 |
| 7.1 | Simulační program | 51 |
| 7.2 | Využití simulačního programu | 59 |
| 8 | Realizace praktické části | 62 |
| 8.1 | Použité komponenty | 62 |
| 8.2 | Konfigurace měření | 65 |
| 8.3 | Realizace měření na stropním světle | 67 |
| 8.4 | Realizace měření na automobilovém světle | 73 |
| 9 | Závěr | 88 |
| | Literatura | 90 |
| | Přílohy | 93 |
| A | Přílohy na CD | 94 |
| B | Nastavení parametrů ekvalizérů - stropní světlo | 95 |
| C | Nastavení parametrů ekvalizérů - automobilové světlo | 96 |
| C.1 | Prázdný box | 96 |
| C.2 | Teplotní turbulence | 97 |
| C.3 | Děšť - maximální průtok (42 l/min) | 97 |
| C.4 | Děšť - průtok 22 l/min | 98 |
| C.5 | Mlha - nastavení ekvalizérů a výkon referenčního laseru | 99 |
| D | Tabulky naměřených hodnot - simulace | 102 |
| E | Tabulky naměřených hodnot - měření na stropním světle | 105 |
| F | Tabulky naměřených hodnot - měření na automobilovém světle | 106 |
| G | Simulace - grafy | 110 |
| H | Měření na stropním světle - grafy BER | 111 |
| I | Měření na stropním světle - grafy EVM | 112 |
| J | Měření na stropním světle - grafy E_b/N_0 | 116 |

Seznam použitých zkratk a symbolů

| | |
|-----------|---|
| APD | – Lavinová fotodioda (Avalanche Photodiode) |
| AWGN | – Aditivní Gaussovský bílý šum (Additive White Gaussian Noise) |
| ASK | – Klíčování amplitudovým posunem (Amplitude Shift Keying) |
| BER | – Bitová chybovost (Bit Error Rate) |
| CMA | – Algoritmus s konstantním modulem (Constant Modulus Algorithm) |
| DC | – Stejnoseměrný elektrický proud (Direct Current) |
| DFE | – Ekvalizér se zpětnou vazbou (Decision Feedback Equalizer) |
| E_b/N_0 | – Energie na jeden bit vůči hustotě šumu (Energy per Bit to Noise Power Spectral Density Ratio) |
| EVM | – Velikost chybového vektoru (Error Vector Magnitude) |
| FEI | – Fakulta elektrotechniky a informatiky |
| FFE | – Dopředný algoritmus (Feed Forward Equalizer) |
| FIR | – Filtr s konečnou impulsní odezvou (Finite Impulse Response) |
| FSK | – Klíčování frekvenčním posuvem (Frequency Shift Keying) |
| GaAs | – Arsenid gallitý - arsenid gallia |
| Ge | – Germanium (Germanium) |
| GSM | – Globální systém pro mobilní komunikaci (Groupe Spécial Mobile) |
| IEEE | – Institut pro elektrotechnické a elektronické inženýrství (Institute of Electrical and Electronics Engineers) |
| InGaAs | – Indium gallium arsenid |
| IIR | – Filtr s nekonečnou impulsní odezvou (Infinite Impulse Response) |
| ISI | – Intersymbolová (mezisymbolová) interference (Intersymbol Interference) |
| LASER | – Zesilování světla stimulovanou emisí záření - Laser (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation) |
| LD | – Laserová dioda (Laser diode) |
| LED | – Dioda emitující světlo (Light Emitting diode) |
| LMS | – Algoritmus nejmenší střední kvadratické odchylky (Least Mean Square) |
| MAC | – Přístupová vrstva (Media Access Control) |
| MER | – Modulační chyba (Modulation Error Ratio) |
| MIMO | – Více vstupů víc výstupů (Multiple Input Multiple Output) |
| MLSD | – Ekvalizér a maximálně pravděpodobnou detekci symbolu (Maximum Likelihood Sequence Detection Equalizer) |
| MLSE | – Ekvalizéry s maximálně pravděpodobnou detekcí chyby (Maximum Likelihood Sequence Estimation Equalizer) |

| | |
|-------------------|--|
| M-QAM | – Kvadrurní amplitudová modulace (Quadrature Amplitude Modulation) |
| NLMS | – Normalizovaný algoritmus nejmenší střední kvadratické odchylky (Normalised Least Mean Squares) |
| PHY | – Fyzická vrstva (Physical Layer) |
| PSK | – Klíčování fázovým posuvem (Phase Shift Keying) |
| OLED | – Dioda emitující světlo využívající organického materiálu (Organic Light Emitting Diode) |
| OFDM | – Ortogonální multiplex s frekvenčním dělením (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) |
| QPSK | – Kvadrurní klíčování fázovým posuvem (Quadrature Phase Shift Keying) |
| RF | – Rádiová frekvence (Radio Frequency) |
| RGB | – Červená, zelená, modrá (Red, Green, Blue) |
| RLS | – Rekurzivní metoda nejmenších čtverců (Recursive Least Squares) |
| Si | – Křemík (Silicium) |
| TDMA | – Přístup k časově dělenému multiplexu (Time Division Multiple Access) |
| TEV | – Rozptyl (Target Error Vector) |
| USRP | – Obvodově univerzální softwarové rádio (Universal Software Radio Peripheral) |
| VLC | – Komunikace ve viditelném světle (Visible Light Communications) |
| $y(t)$ | – signál ovlivněný kanálem |
| $x(t)$ | – užitečný signál |
| $n(t)$ | – aditivní bílý gaušovský šum |
| α | – konstanta zeslabení signálu |
| N_e | – počet odrazů |
| ρ_i | – útlum odražené cesty i |
| ϕ_i | – fázový posun způsobený cestou i |
| τ_i | – zpoždění na cestě i |
| ρ_0 | – útlum přímé cesty |
| K | – Riceho faktor |
| M | – počet stavů modulace |
| $\text{QAM}_I(t)$ | – hodnota signálu (M-QAM) v čase t |
| E_0 | – energie signálu s nejmenší amplitudou |
| a_i | – celé číslo určující polohu symbolu v diagramu |
| b_i | – celé číslo určující polohu symbolu v diagramu |
| T | – perioda |
| t | – čas |

| | |
|--------------------------|--|
| f_c | – nosná frekvence |
| v_p | – přenosová rychlost |
| v_m | – modulační rychlost |
| $v_{m_{max}}$ | – maximální modulační rychlost |
| B | – šířka pásma |
| T_s | – doba trvání symbolu |
| N_E | – počet chybně přijatých bitů |
| N_A | – počet všech přijatých bitů |
| P_e | – pravděpodobnost chyby v přenosu |
| x_b | – průměrný počet chybných bitů za 1 sekundu |
| n_b | – celkový počet bitů přenesených za 1 sekundu |
| P_E | – pravděpodobnost chyby v přenosu symbolu |
| x_s | – průměrný počet chybných symbolů za 1 sekundu |
| n_s | – celkový počet symbolů přenesených za 1 sekundu |
| k | – počet bitů na symbol |
| E_b | – energie na jeden bit |
| C | – výkon nosné |
| R | – aktuální bitová rychlost |
| N_0 | – spektrální hustota šumu |
| N | – výkon šumu |
| k | – Boltzmannova konstanta |
| T | – šumová teplota přijímače |
| I_k, Q_k | – souřadnice ideálního symbolového vektoru |
| $\delta I_k, \delta Q_k$ | – souřadnice amplitudy chybového symbolového vektoru |
| N | – počet symbolů |
| S_{max}^2 | – amplituda ideálního vektoru |
| d_I | – vzdálenost mezi ideální polohou a středem shluku |
| $e(t)$ | – ekvalizovaný napěťový průběh v čase |
| T_D | – zpoždění |
| c_n | – korekční koeficient |
| $r.(t - nT_D)$ | – nekorigovaný vstupní průběh v jednotlivých odbočkách |
| r | – signál vstupující do dopředného filtru |
| \hat{s} | – signál vstupující do zpětnovazebního filtru |
| $\hat{s}.(n - m - \tau)$ | – signál v jednotlivých odbočkách zpětnovazebního filtru |
| $f(k)$ | – korekční koeficient dopředného filtru |
| $b(m)$ | – korekční koeficient zpětnovazebního filtru |
| $\mathbf{w}(n)$ | – vektor vah ekvalizeru |
| μ | – velikost kroku algoritmu |
| g_B | – nelineární zapomínací funkce |

| | |
|-------------------------|--|
| $\mathbf{x}(n)$ | – vstupní vektor vzorků |
| $y(n)$ | – výstup ekvalizéru |
| $d(n)$ | – požadovaný výstup |
| $\mathbf{x}(n)$ | – vstupní signál |
| $e(n)$ | – chybový vektor |
| $y_n(n)$ | – výstup FIR filtru |
| $\hat{\mathbf{w}}^T(n)$ | – aktuální vektor vah |
| $\mathbf{k}(n)$ | – vektor zisku |
| $\hat{e}_n(n)$ | – odhadovaná hodnota chyby |
| A | – matice dat |
| M | – počet koeficientů FIR filtru |
| x | – data (prvky) matice A |
| $e(n)$ | – rozdíl mezi požadovaným signálem a výstupem z adaptivního filtru |
| $\mathbf{u}(n)$ | – vektor vstupního signálu |
| $\mathbf{z}(n)$ | – vektor křížové korelace |
| $\Phi^{-1}(n)$ | – inverzní korelační matice |

Seznam obrázků

| | | |
|------|---|----|
| 2.1 | Spektrum viditelného světla. | 20 |
| 2.2 | Citlivosti lidského oka, převzato z [23]. | 20 |
| 2.3 | Propustnost atmosféry v závislosti na vlnové délce, převzato z [23]. | 24 |
| 2.4 | Absorpce atmosféry, převzato z [23]. | 24 |
| 2.5 | Spektrální výkonová hustota zdrojů parazitního záření, převzato z [23]. | 25 |
| 2.6 | Vícecestné šíření a rozšíření pulzu v čase vlivem zpoždění. | 26 |
| 3.1 | Schématické porovnání modelů komunikačních kanálů (AWGN, Rayleigh, Rice). | 28 |
| 4.1 | Schématický popis modulace. | 29 |
| 4.2 | Blokové schéma QAM modulátoru. | 31 |
| 4.3 | Základní orientace v konstelačním diagramu. | 32 |
| 4.4 | Konstelační diagram 16QAM. | 32 |
| 4.5 | Závislost teoretické bitové chybovosti na E_b/N_0 pro různé M-QAM modulace v AWGN kanálu. | 34 |
| 4.6 | Grafické znázornění EVM a MER. | 36 |
| 4.7 | Grafické znázornění rozptylu TEV. | 37 |
| 4.8 | Porovnání vektorového (vlevo) a konstelačního (vpravo) diagramu. | 38 |
| 6.1 | Principiální schéma adaptivního ekvalizéru, | 42 |
| 6.2 | Klasifikace adaptivních ekvalizérů. | 42 |
| 6.3 | Blokové schéma FFE. | 44 |
| 6.4 | Blokové schéma DFE. | 45 |
| 6.5 | Schéma DFE. | 46 |
| 6.6 | Metoda Busgang. | 47 |
| 7.1 | Obsah záložky M-QAM Transmitter. | 51 |
| 7.2 | Obsah záložky Equalizer. | 51 |
| 7.3 | Obsah záložky Gauss Channel - AWGN. | 52 |
| 7.4 | Obsah záložky Save to file. | 52 |
| 7.5 | Vektorové diagramy - porovnání mezi vysílačem a přijímačem. | 53 |
| 7.6 | Měření parametry v simulačním programu. | 53 |
| 7.7 | Vektorové diagramy - porovnání mezi stavem bez ekvalizace a s ekvalizací. | 53 |
| 7.8 | Uživatelský panel simulačního programu. | 54 |
| 7.9 | Řazení blokového diagramu podle funkčních bloků. | 55 |
| 7.10 | Blok mod QAM Transmitter, který je využíván pro generování signálu modulovaného M-QAM. | 55 |
| 7.11 | Blok přidávající šum k užitečnému signálu. | 56 |
| 7.12 | Jednotlivé bloky pro vytvoření příslušného adaptivního filtru. | 56 |
| 7.13 | Blok AFT Filter Signal and Update Coefficients. | 57 |
| 7.14 | Blok MT Demodulate QAM, který je použit pro demodulaci signálu. | 57 |

| | | |
|------|--|----|
| 7.15 | Bloky využívané pro měření parametrů, MT Measure QAM Quadrature Impairments (nahore) a MT Calculate BER (dole). | 58 |
| 7.16 | Závislost BER na E_b/N_0 . | 59 |
| 7.17 | Závislost EVM na E_b/N_0 . | 60 |
| 8.1 | Čelní panel programu, ve kterém probíhalo měření. | 63 |
| 8.2 | USRP, které bylo využíváno při měření. | 64 |
| 8.3 | Výkonový zesilovač. | 65 |
| 8.4 | Bias-Tee ZX85-12G-S+. | 65 |
| 8.5 | Schéma zapojení. | 66 |
| 8.6 | Schéma měření stropního světla. | 67 |
| 8.7 | Útlumová frekvenční charakteristika celého komunikačního řetězce při použití světelného zdroje Philips Fortimo LED 3000 44W/840, při vzdálenosti 202 cm mezi zdrojem a fotodetektorem. | 68 |
| 8.8 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 1 MHz, 4QAM. | 69 |
| 8.9 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 4 MHz, 4QAM. | 70 |
| 8.10 | Závislost BER na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 1 MHz, 4-32QAM. | 71 |
| 8.11 | Závislost EVM na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 1 MHz, 4QAM. | 72 |
| 8.12 | Automobilové světlo (Škoda Octavia III) na kterém probíhala měření. | 73 |
| 8.13 | Schéma měření na brzdovém světle. | 73 |
| 8.14 | Schéma a rozměry boxu, ve kterém probíhala měření. | 74 |
| 8.15 | Nákres přípravku pro generaci deště. | 74 |
| 8.16 | Plankonvexní čočka Thorlabs N-BK7. | 75 |
| 8.17 | Útlumová frekvenční charakteristika pro brzdové světlo, porovnání prázdného boxu a teplotních turbulencí. | 76 |
| 8.18 | Závislost BER na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, porovnání vlivu teplotních turbulencí. | 78 |
| 8.19 | Závislost EVM na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, porovnání vlivu teplotních turbulencí. | 78 |
| 8.20 | Závislost E_b/N_0 na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, porovnání vlivu teplotních turbulencí. | 79 |
| 8.21 | Útlumová frekvenční charakteristika komunikačního řetězce při simulaci deště s průtokem 42 l/min. | 81 |
| 8.22 | Útlumová frekvenční charakteristika komunikačního řetězce při simulaci deště s průtokem 22 l/min. | 82 |
| 8.23 | Závislost BER na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz. | 82 |

| | | |
|------|--|-----|
| 8.24 | Závislost EVM na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, déšť. | 83 |
| 8.25 | Závislost E_b/N_0 na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, déšť. | 83 |
| 8.26 | Přístroj na generování mlhy, Antari alpha F-80Z. | 84 |
| 8.27 | Box při měření mlhy. | 85 |
| 8.28 | Průběh výkonu referenčního laseru, který prochází boxem s mlhou. | 86 |
| 8.29 | Útlumová frekvenční charakteristika komunikačního řetězce s automobilovým světlem při měření mlhy v boxu. Čím vyšší výkonová úroveň referenčního laseru, tím menší koncentrace mlhy. | 87 |
| G.1 | Závislost BER na E_b/N_0 , 32QAM a 64QAM, simulace. | 110 |
| G.2 | Závislost EVM na E_b/N_0 , 32QAM a 64QAM, simulace. | 110 |
| H.1 | Závislost BER na vzdálenosti, 64 - 256QAM, šířka pásma 1 MHz, měření na stropním světle. | 111 |
| I.1 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 8QAM, měření na stropním světle. | 112 |
| I.2 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 16QAM, měření na stropním světle. | 112 |
| I.3 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 32QAM, měření na stropním světle. | 113 |
| I.4 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 64QAM, měření na stropním světle. | 113 |
| I.5 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 128QAM, měření na stropním světle. | 114 |
| I.6 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 256QAM, měření na stropním světle. | 114 |
| I.7 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 512QAM, měření na stropním světle. | 115 |
| I.8 | Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 1024QAM, měření na stropním světle. | 115 |
| J.1 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 8QAM, měření na stropním světle. | 116 |
| J.2 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 16QAM, měření na stropním světle. | 116 |
| J.3 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 32QAM, měření na stropním světle. | 117 |
| J.4 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 64QAM, měření na stropním světle. | 117 |
| J.5 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 128QAM, měření na stropním světle. | 118 |

| | | |
|-----|--|-----|
| J.6 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 256QAM, měření na stropním světle. | 118 |
| J.7 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 512QAM, měření na stropním světle. | 119 |
| J.8 | Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 1024QAM, měření na stropním světle. | 119 |

1 Úvod

Při bezdrátové komunikaci jsou data nejvíce náchylná na rušení v přenosovém kanálu. Podle ideálního modelu komunikačního kanálu se signál šíří přímou cestou od vysílače k přijímači. V praxi se ovšem nikdy nesetkáme s ideálními modely, a proto se nám v reálném provozu vyskytují i odražené signály, které se odráží od různých překážek a doputují k přijímači se zpožděním ve srovnání s přímou vlnou. Tento jev nazýváme vícecestné šíření. Vícecestné šíření není jediný jev ovlivňující šíření signálu, mezi další negativní faktory patří například atmosférické vlivy.

V důsledku toho, že signály docházejí různě zpožděny (vlivem vícecestného šíření) tak na přijímací straně dochází k tzv. intersymbolové interferenci (ISI). Intersymbolová interference je stav, kdy jeden symbol (stav) interferuje s dalšími symboly. Tento negativní jev nám zvyšuje chybovost a tím pádem je přenos méně spolehlivý. Jeden ze způsobů jak omezit intersymbolovou interferenci je adaptivní ekvalizace.

Ekvalizaci řešíme i proto, že jsou kladeny požadavky pro stále rychlejší přenos dat, za stejný časový okamžik přenášíme více symbolů, délka těchto symbolů se zkracuje a proto každý zpožděný impuls, který dorazí mimo stanovený interval, znamená zkreslení přenášených dat.

V této práci je adaptivní ekvalizace řešena pomocí adaptivních algoritmů nejmenší střední kvadratické odchylky (LMS), normalizované nejmenší střední kvadratické odchylky (NLMS) a pomocí rekurzivní metody nejmenších čtverců QR-RLS. Všechny tyto algoritmy byly testovány v simulacích i v reálných měřeních. Praktická část byla realizována na technologii komunikace ve viditelném světle a probíhala na dvou typech světla. Jedno světlo je určeno pro vnitřní komunikaci a druhé pro automobilovou komunikaci (jedná se o brzdové světlo).

Pro automobilové světlo byly změřeny i některé atmosférické jevy a byl také zjištěn jejich vliv na komunikaci. Jedná se o vliv mlhy, teplotních turbulencí a deště.

2 Komunikace ve viditelném světle

Základní myšlenkou komunikace ve viditelném světle (VLC) je využití světla, jak pro osvětlovací účely, ale i pro komunikaci (pro přenos dat). Spektrum viditelného světla se pohybuje přibližně v rozmezí 390–700 nm [25]. Ve frekvenční oblasti můžeme vymezit spektrum viditelného světla přibližně pro frekvence 400–800 THz. Můžeme se setkat i s jinými hranicemi viditelného spektra (např: 375–780 [27]). Spektrum viditelného světla můžeme vidět na obrázku 2.1. Lidské oko je nejcitlivější na vlnovou délku 555 nm během dne, za zhoršených světelných podmínek je oko nejcitlivější na nižší vlnové délky (Obrázek 2.2). Tyto vlnové délky odpovídají zelené barvě [25].

Velkou výhodou komunikace ve viditelném světle je ta, že šířka pásma je více jak 10000 krát větší, jako u rádiových komunikací (rádiové komunikace: 3 kHz – 300 GHz; VLC: 400–800 THz) [26], [27].

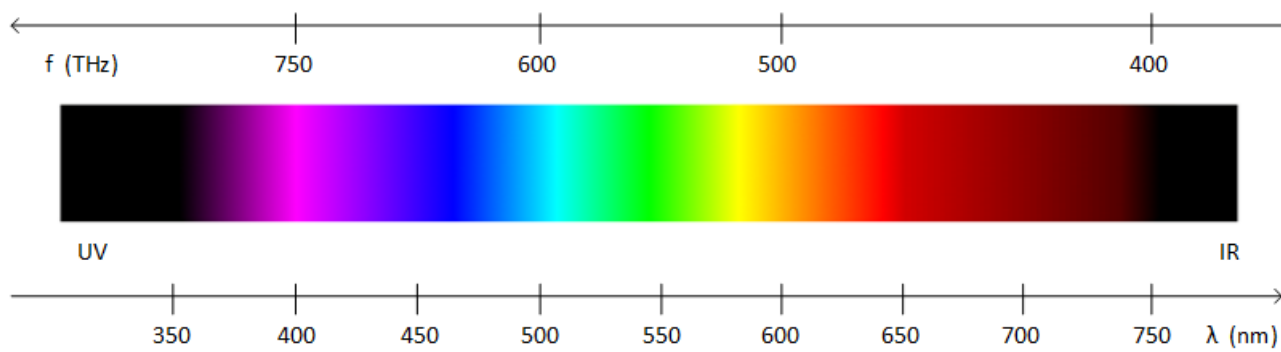
Hlavní výhody VLC:

- Velice široké pásmo, které není licencováno (na rozdíl od rádiových komunikací, kde je většina kanálů zpoplatněna. Ty, které jsou volné, jsou velmi často silně využívány a tím pádem obsahují i silné rušení).
- Nízká cena, v porovnání rádiovými komunikacemi.
- Bezpečnost – lze chápat dvěma způsoby. Bezpečnost přenosu a bezpečné použití v oblastech, kde není možné využít rádiovou komunikaci (letectví, petrochemický průmysl, nemocnice). Bezpečnost přenosu je zaručena tím, že světlo neprojde zdí, tudíž nelze signál zachytit jinde než v místnosti, kde je vysílač.

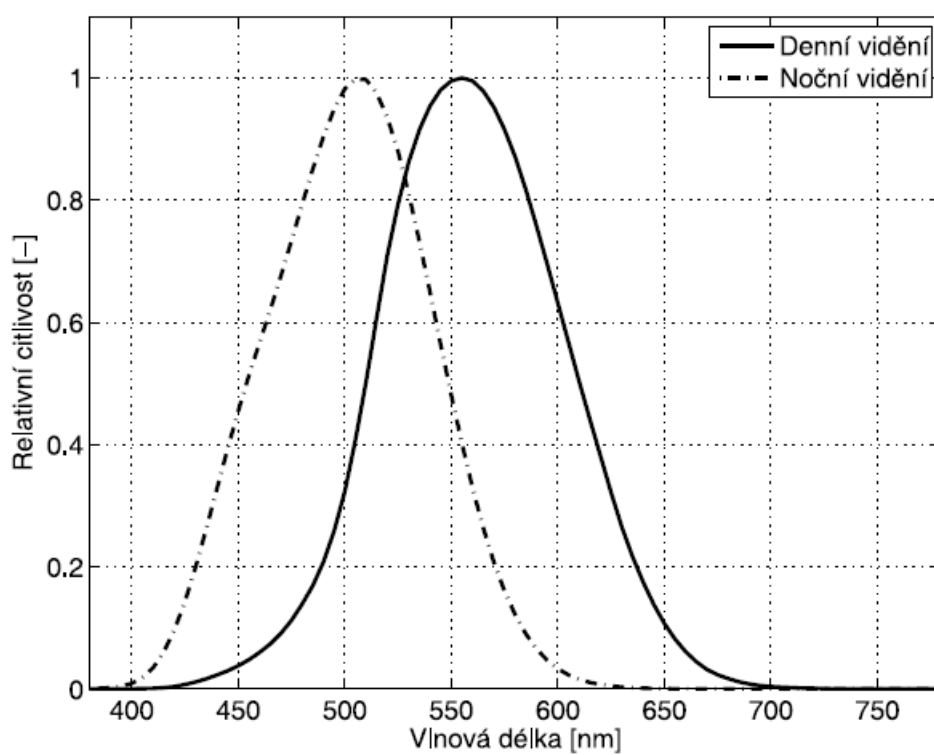
S LED zdroji lze dosáhnout vysokých přenosových rychlostí (maximální modulační rychlost LED diody je 1 Gbit/s [23]). Použitím systému MIMO (Multiple input multiple output – je technologie, u které používáme více zdrojů a detektorů pro zvýšení přenosové rychlosti, při zachování šířky pásma. V současné době používá například u Wi-Fi. Pomocí této technologie dosahujeme efektivnějšího využití spektra, takto lze dosáhnout ještě lepších přenosových vlastností [42].

Využití VLC:

- Inteligentní osvětlení – inteligentní osvětlení s VLC zajišťuje infrastrukturu pro osvětlování, řízení a komunikaci a může výrazně snížit elektroinstalaci a spotřebu energie.
- Mobilní konektivita – viditelné světlo vlivem mnohem širšího spektra může poskytovat vyšší přenosovou rychlost, jak Wi-Fi. Další věci související s touto předností a aplikací, je to že komunikace na VLC neprochází zdmi, a tudíž nelze odposlouchávat přes zdi.
- Využití v nebezpečných prostředích – prostory v nichž hrozí nebezpečí výbuchu (doly, petrochemický průmysl, ropné plošiny). Lze bez obav v těchto prostorách využívat komunikaci ve viditelném světle.



Obrázek 2.1: Spektrum viditelného světla.



Obrázek 2.2: Citlivosti lidského oka, převzato z [23].

- Využití v automobilech a dopravě – použití pro komunikaci mezi vozidly, nebo pro vysílání dopravních informací, či informací o dopravním značení a semaforech.
- Nemocnice a zdravotnictví – jelikož v některých částech nemocnic nejsou žádoucí radiové přenosy, nabízí se v těchto odděleních použití VLC.
- Letectví – obdobný případ jako v nemocnicích, také na palubě letadel je nežádoucí rádiová komunikace v prostoru pro cestující. VLC by využívalo zdroje záření, které jsou primárně určeny pro osvětlovací účely, také pro komunikaci.
- Podvodní komunikace – v tomto prostředí by našlo VLC uplatnění například pro komunikaci mezi potápěči na krátkou vzdálenost.
- Lokalizace – každý zdroj pro VLC může být jednoznačně identifikován, tohoto by se mohlo využívat pro navigaci uvnitř budov apod.

Může existovat a existuje další využití komunikace ve viditelném světle, zde je uvedeno jen několik příkladů pro představu [28] [40].

2.1 Zdroje záření pro komunikaci ve viditelném světle

Jako zdroje pro VLC využíváme LED diody, OLED a laserové diody. Podle požadavků na komunikační systém, se rozhoduje, který ze zdrojů je vhodnější použít. U laserových diod jsme pro komunikaci ve viditelném světle omezeni použitelným výkonem. Důvodem je hlavně nebezpečí poškození zraku. Díky tomu se laserové diody dělí do několika tříd, více v [23].

Od světelných zdrojů požadujeme, aby měli dlouhou životnost, vhodný vyzařovací úhel pro vytvoření optimálního optického svazku. Dalším z požadavků na optický zdroj je dostatečně velká intenzita světelného zdroje. Od zdroje požadujeme také aby byl co nejvíce monochromatický. Čím máme zdroj více monochromatický, tím více se nám snižuje výskyt dalších vlnových délek (frekvencí), které mají negativní vliv na přenosové vlastnosti.

2.1.1 LED

Jedná se o polovodičový zdroj světla, který je nekoherentní, to znamená, že je fázový rozdíl mezi jednotlivými vyzářenými fotony. Základem LED diody je P-N přechod, který vzniká na rozhraní dvou příměsových polovodičů. Jeden je typu N (katoda, negativní vodivost), druhý je typu P (anoda, pozitivní vodivost). Pro příměsový polovodič typu N se využívají prvky z páté skupiny periodické tabulky prvků (arsen, antimon, fosfor), pro příměsový polovodič typu P se používají prvky z třetí skupiny periodické tabulky prvků (hliník, gálium, indium).

Oblast na rozhraní P-N přechodu je nazývána zakázaný pás. Pokud připojíme diodu v propustném směru s dostatečně velkou intenzitou přivedeného pole, která je dostatečně velká pro překonání zakázaného pásu, začne obvodem procházet proud. Šířka zakázaného pásu není u polovodičů konstantní.

V případě křemíku se jedná o nepřímý polovodič a i o nepřímý přechod. Maximum valenčního pásu a minimum vodivostního pásu nejsou ve stejném místě. Při rekombinaci takto excitovaných elektronu musí platit zákon zachování energie a zákon zachování hybnosti, proto při tomto přechodu dochází i ke vzniku fononu (nežádoucí teplo). V případě přímého přechodu (GaAs) jsou úrovně ve stejném místě, polovodiče s tímto uspořádáním nazýváme přímé polovodiče. Při rekombinaci elektronů na přímém přechodu dochází snadno ke vzniku fotonu, vznik fononu je omezen na minimum.

Zářivé rekombinace u LED diod nazýváme samovolnou emisí. Rekombinace probíhají v širokém rozsahu energetických stavů, proto mají LED diody široké spektrum.

2.1.1.1 RGB LED Jeden ze způsobů jak generovat bílé světlo pomocí LED diod je takzvaná RGB LED dioda. Jedná se kombinaci červené, zelené a modré LED diody ve správném poměru.

2.1.1.2 Modrá LED s fosforem Dalším způsobem jak vytvořit bílé světlo je použití modré LED diody a fosforu. Tato LED dioda je pokryta fosforem, který emituje žluté světlo. Fosfor absorbuje část záření LED diody a poté vyzaří světlo na vlnových délkách odpovídající žluté barvě. Světlo smíchané z neabsorbovaného modrého záření a ze záření emitovaného fosforem, vytvoří bílé světlo.

2.1.2 OLED

Jedná se o LED, která využívá organické materiály. Vyzařující elektroluminiscenční látka je organická sloučenina, umístěná mezi elektrody. Jedna z elektrod musí být průhledná. Princip je obdobný jako u LED. Pokud chceme dosáhnout vyzařování bílé barvy, musíme použít metodu míchání barev (červená, zelená, modrá - RGB).

2.2 Detektory

Úkolem detektorů je přeměna dopadajícího světla (dopadá na aktivní plochu fotodetektoru) na elektrický proud. Detektory využívají vnitřního fotoelektrického jevu (při dopadu fotonu se uvolní elektron, který zůstává v látce, na rozdíl od vnějšího fotoelektrického jevu). Jako materiál se používají nejčastěji polovodiče, excitované nosiče náboje zvyšují jeho vodivost. Výhodou je velká rychlost, nevýhodou vlastní absorpce materiálu.

Pro detekci ve viditelném světle můžeme využít i vnějšího fotoelektrického jevu, avšak jejich velkou nevýhodou jsou jejich velké rozměry.

Používané materiály pro viditelnou oblast jsou Si, Ge, GaAs, a jiné, pro blízkou infračervenou oblast to jsou materiály Ge, GaAs, InGaAs a další.

2.2.1 PN fotodioda

Tato fotodioda je dioda, která je upravena tak, aby na PN přechod pronikalo světlo. Pokud na PN přechod nedopadá světlo, chová se fotodioda, jako klasická dioda. Fotodiody se provozují v závěrném směru, při dopadu světla dochází k zesilování anodového proudu.

Dopadající světlo je absorbováno polovodičem, je-li energie fotonu dostatečně velká na překonání zakázaného pásu (každý materiál má různou energii zakázaného pásu a je citlivý na jiné vlnové délky), excituje absorbovaný foton elektron z valenčního pásu do vodivostního. Po elektronu zbude ve valenčním pásu díra, takto vzniká pár elektron-díra. Vlivem elektrického pole jsou elektrony a díry unášeny opačným směrem a způsobí tok fotoproudu.

2.2.2 PIN fotodioda

PIN fotodioda vychází z PN fotodiody, ale mezi vrstvou P a N je vložena široká vrstva I (intrinzní vrstva). Tato vrstva způsobí rozšíření šířky pásma. Připojením závěrného napětí je intrinzní oblast zcela vyčerpaná a má konstantní elektrické pole v celé oblasti.

2.2.3 APD

APD fotodioda je také nazývána jako lavinová dioda. Vychází z PIN fotodiody (vložena slabě dotovaná vrstva P mezi vrstvou I a N). APD fotodioda dosahuje vysokého vnitřního zisku. Pracuje s velmi vysokým závěrným napětím (desítky až stovky voltů). Vlivem velmi vysokého napětí, je pár elektron-díra urychlen na vysokou rychlost. Díky této vysoké rychlosti pár elektron-díra při kolizi s krystalovou mřížkou, způsobí vznik dalšího páru elektron-díra. Takto vzniklý nový pár, je také urychlen silným elektrickým polem a způsobuje vznik dalších párů elektron-díra. Tímto způsobem vzniká lavinová reakce, odtud je i odvozen název.

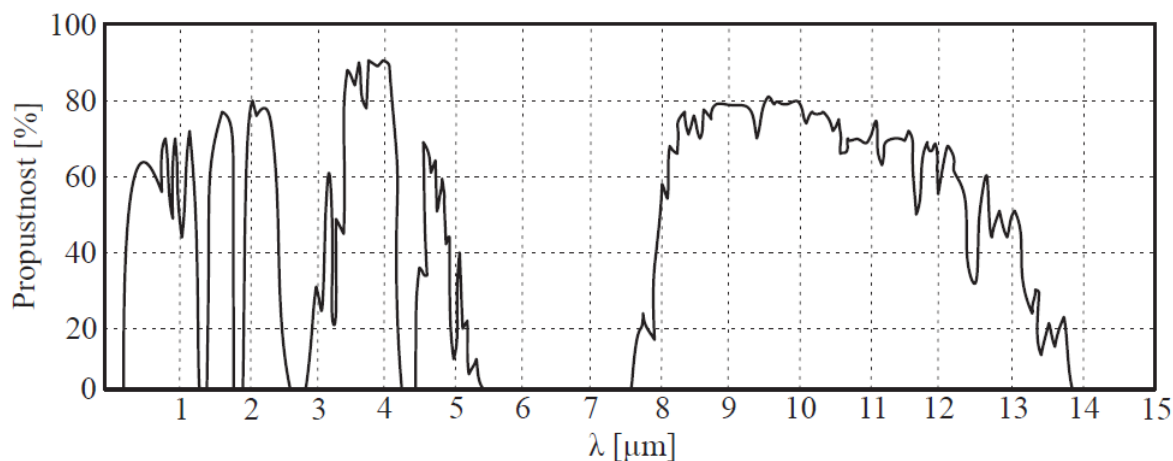
2.3 Optické přenosové prostředí

Optické přenosové prostředí je nehomogenní a nestacionární prostředí, ve kterém dochází při přenosu k útlumu, absorpci, rozptylu, emisi, ohybu a odrazu světla.

Optické přenosové prostředí - atmosféra je složena převážně z plynů. Atmosféra je časově proměnná, závisí také na nadmořské výšce a geografické poloze. Propustnost atmosféry je silně závislá na vlnové délce záření a na složení atmosféry.

Složení nejnižší vrstvy atmosféry při pokojové teplotě v blízkosti zemského povrchu je následující. Nejvyšší zastoupení má dusík N_2 (78,08 %), poté následuje kyslík O_2 (20,95 %), argon Ar (0,93 %), oxid uhličitý CO_2 (0,03 %). Zbylé procenta tvoří ostatní plyny. Toto složení platí pro tzv. čistou a suchou atmosféru.

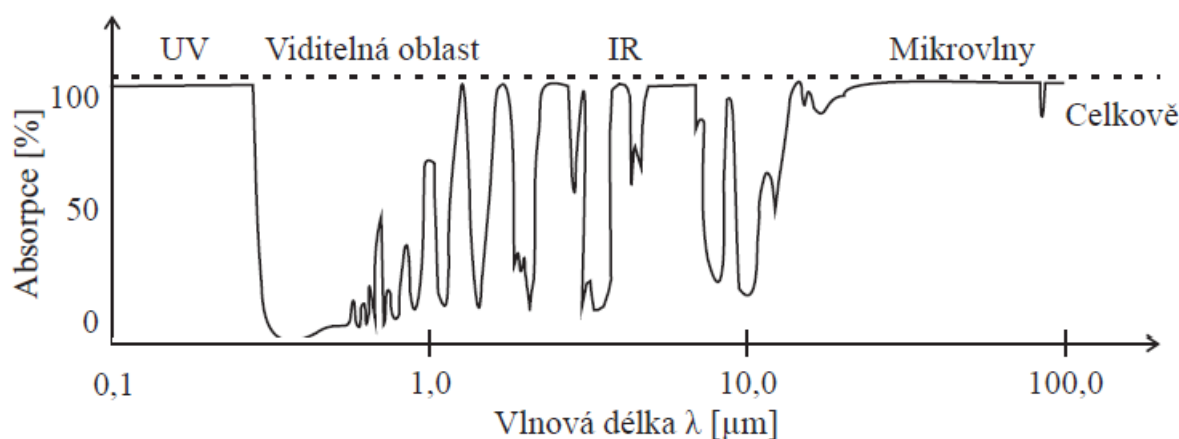
Propustnost atmosféry je na obrázku 2.3.



Obrázek 2.3: Propustnost atmosféry v závislosti na vlnové délce, převzato z [23].

2.3.1 Absorpce

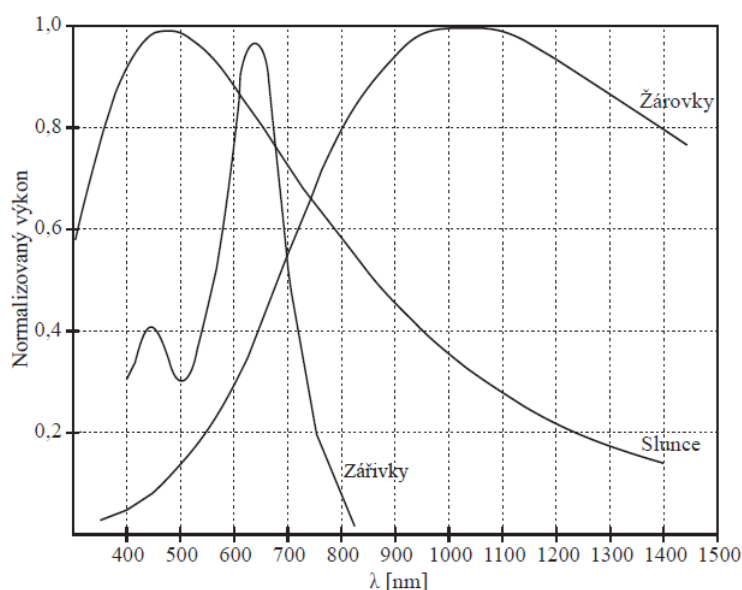
Absorpce atmosféry je závislá na vlnové délce, díky tomu vznikají atmosferická (přenosová) okna, ve kterých je absorpce malá. Atmosferická okna jsou využívána pro komunikaci. Ukázka průběhu absorpce je na obrázku 2.4.



Obrázek 2.4: Absorpce atmosféry, převzato z [23].

2.3.2 Rayleighův rozptyl

Rozptyl nastává na nehomogenitách v atmosféře. Rayleighův rozptyl nastává v případě, kdy vlnová délka světla je mnohem větší, než průměr částice. Tento rozptyl nastává na molekulách. Díky tomuto rozptylu můžeme pozorovat modrou oblohu. Rayleighův rozptyl je neelastický rozptyl - rozptýlené světlo má stejnou vlnovou délku.



Obrázek 2.5: Spektrální výkonová hustota zdrojů parazitního záření, převzato z [23].

2.3.3 Mieův rozptyl

Jedná se také o neelastický rozptyl. Rozptyl nastává na nehomogenitách prostředí, které mají srovnatelnou velikost s vlnovou délkou záření. Tento rozptyl je způsoben převážně aerosoly.

2.3.4 Vliv okolního osvětlení

Okolní parazitní světlo nám snižuje odstup signálu od šumu, zhoršuje tedy schopnosti přenosového řetězce. Množství okolního záření snižuje citlivost systému. Pro systémy, které jsou provozovány ve vnitřních prostorách, představují hlavní zdroje parazitního osvětlení žárovky, zářivky a slunce. Normalizované výkony těchto zdrojů jsou zobrazeny na obrázku 2.5. [23]

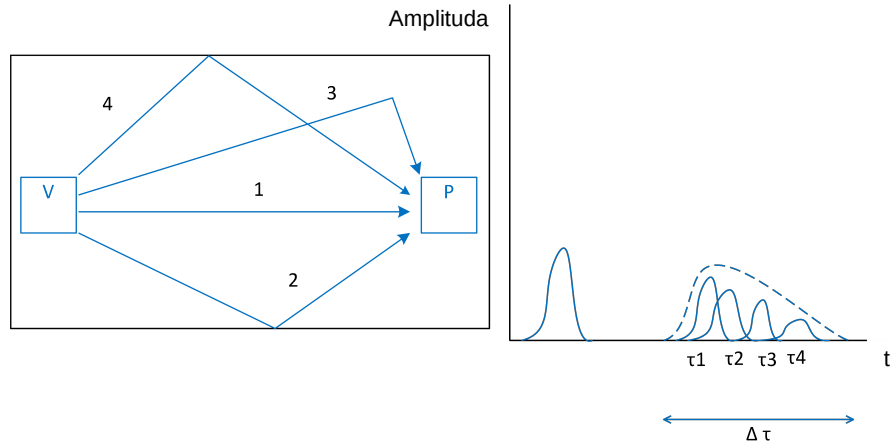
Máme několik metod, jak můžeme omezit okolní parazitní záření. Jednou z metod, jak omezit dopadající parazitní záření je omezení zorného pole přijímače. Další metodou je použití optického filtru nebo použití neexponovaného barevného filmu. [23]

Vliv slunečního svitu, ať už se jedná o přímé dopadající sluneční záření, nebo o odražené, má negativní vliv na přenosový systém. Sluneční záření způsobuje bílý gaussovský šum, a tím snižuje odstup signálu od šumu. V případě přímého slunečního záření může dojít i k saturaci fotodetektoru a tedy k přerušení komunikace. [23]

2.3.5 Vícecestné šíření

V optických komunikacích se tento jev vyskytuje převážně u komunikačních řetězců, kde je široký zorný úhel vysílače a je také vyslán široký optický svazek. Tento široký optický svazek zvyšuje možnost nárůstu různých cest, kterými se může optický svazek šířit k přijímači. Vícenásobné

odrazy a různé délky jednotlivých tras, kterými se světlo šíří vede k prodloužení symbolu na přijímači. Toto prodloužení vede k ISI (intersymbolovým interferencím). Viz obrázek 2.6, kde jsou znázorněny 4 trasy, jedna přímá a tři odražené vlny. Na přijímači poté dochází k prodloužení pulzu a může tedy dojít k ISI.



Obrázek 2.6: Vícecestné šíření a rozšíření pulzu v čase vlivem zpoždění.

2.4 IEEE 802.15.7

Jedná se o IEEE standard, který byl publikován v roce 2011 a je určen pro místní a metropolitní síť. Tento standard udává přenosovou rychlost, mobilitu spoje, vliv šumu a interference s ostatními zdroji světla. Dále také určuje bezpečnostní limity pro ochranu lidského zraku.

Tento standard také definuje dvě vrstvy, fyzickou vrstvu PHY a přístupovou vrstvu MAC. Standard určuje tři druhy topologií. Jedná se o topologii klient-klient, hvězda a všesměrovou topologii.

3 Modely komunikačních kanálů

3.1 AWGN

AWGN kanál je jeden z nejznámějších modelů kanálu, používá se k simulování a porovnávání efektivity přenosových systémů. V tomto kanálu se kromě útlumu ještě k přenášeným datům přičítá bílý šum. Signál se šíří pouze jednou přímou cestou. Signál ovlivněný kanálem $y(t)$ je dán součtem užitečného signálu $x(t)$, který je zeslaben konstantou α a aditivního bílého šumu $n(t)$ (Rovnice 3.1) [7], [10], [16], [20].

$$y(t) = \alpha \cdot x(t) + n(t), \quad (3.1)$$

kde $y(t)$ - signál ovlivněný kanálem, $x(t)$ - užitečný signál, $n(t)$ - aditivní bílý gausovský šum, α - konstanta zeslabení signálu.

3.2 Rayleigho kanál

V reálném provozu se můžeme setkat s tím, že nebude zajištěno to, že přímý signál bude dominovat nad odraženými (není přímá viditelnost). Rayleigho kanál se používá k modelování právě takových případů. Ve svém modelu má zahrnuté pouze odražené signály. Rayleigho kanál představuje nejhorší případ, kdy se signál šíří pomocí odrazů. Jednotlivé odražené vlny dochází v různou dobu (jinak zpožděné) a s jiným fázovým posuvem, což vede ke vzniku ISI. Kromě ISI ovlivňuje signál v tomto kanále také šum a útlum. Tento kanál ze tří zde zmíněných modelů kanálu potřebuje nejvyšší odstup signálu od šumu, což znamená, že je potřeba vyšší vysílací výkon [7], [10], [16], [20].

Matematicky lze vliv Rayleigho kanálu na signál $x(t)$ popsat rovnicí 3.2.

$$y(t) = \frac{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i e^{-j2\pi\phi_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} (\phi_i)^2}}, \quad (3.2)$$

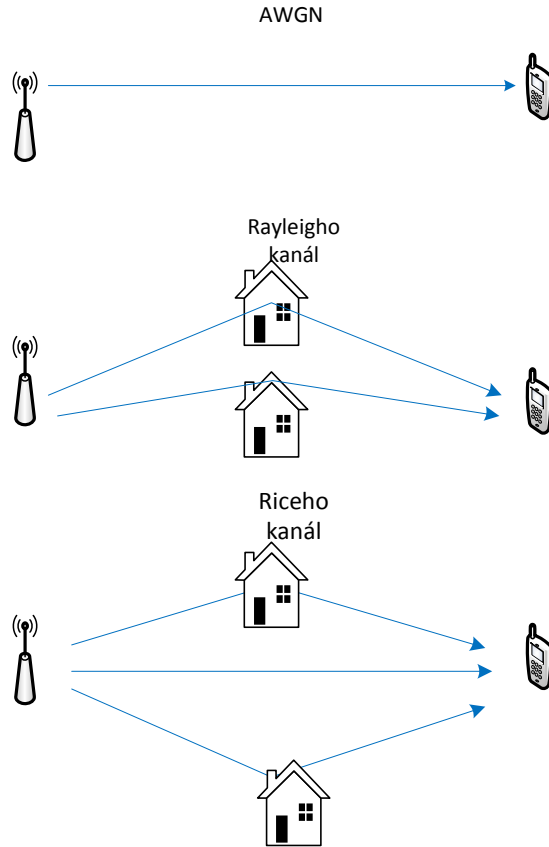
kde $y(t)$ - signál ovlivněný kanálem, $x(t)$ - užitečný signál, N_e - počet odrazů, ρ_i - útlum odražené cesty i , ϕ_i - fázový posun způsobený cestou i , τ_i - zpoždění na cestě i .

3.3 Riceho kanál

Spojuje oba předchozí modely, uplatňuje se zde přímý signál i odražené signály. Stejně jako u Rayleigho kanálu se projevuje vícecestné šíření, které má za následek vznik ISI. Jedná se o nejrozšířenější variantu modelování komunikačních kanálů.

Riceho kanál má vyšší nároky na odstup signálu od šumu jak kanál AWGN, ovšem nižší jak Rayleigho kanál [7], [10], [16], [20].

Matematicky můžeme vliv Riceho kanálu popsat pomocí rovnice 3.3.



Obrázek 3.1: Schématické porovnání modelů komunikačních kanálů (AWGN, Rayleigh, Rice).

$$y(t) = \frac{\rho_0 + \sum_{i=0}^{N_e} \rho_i e^{-j2\pi\phi_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} (\phi_i)^2}}, \quad (3.3)$$

kde $y(t)$ - signál ovlivněný kanálem, $x(t)$ - užitečný signál, ρ_0 - útlum přímé cesty, N_e - počet odrazů, ρ_i - útlum odražené cesty i , ϕ_i - fázový posun způsobený cestou i , τ_i - zpoždění na cestě i .

Můžeme také určit Riceho faktor, který nám určuje poměr přímého signálu k sumě všech dílčích odražených signálů, a lze určit podle rovnice 3.4.

$$K = \frac{(\rho_0)^2}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} (\phi_i)^2}}, \quad (3.4)$$

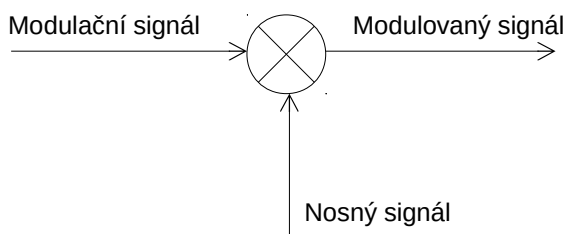
kde K - Riceho faktor, $x(t)$ - užitečný signál, ρ_0 - útlum přímé cesty, N_e - počet odrazů, ρ_i - útlum odražené cesty i .

Schématické porovnání jednotlivých modelů komunikačních kanálů lze vidět na obrázku 3.1.

4 Modulace

Modulace nám ovlivňuje šířku pásma a výkonovou účinnost, což nám ovlivňuje celkovou výkonnost spoje. Existuje velké množství modulací. Základní rozdělení modulací je na analogové, digitální a pulzní modulace. V případě optických komunikací, dělíme modulaci na interní a externí. Při interní modulaci elektrický modulovaný signál řídí optický zdroj, elektrický signál je převáděn na optický výkon. U externí modulace elektrický signál moduluje nosnou optickou vlnu.

Modulace je proces při němž měníme charakter nosného signálu modulačním signálem, na signál vhodný k přenosu. Schématicky je tento proces naznačen na obrázku 4.1. Zařízení, pomocí něhož se provádí modulace, je nazýván modulátor.



Obrázek 4.1: Schématický popis modulace.

4.1 Digitální modulace

Zdrojem modulačního signálu u digitálních modulací je bitová posloupnost (diskrétní signál). V zarušeném kanálu se používají modulace s nižším počtem stavů. Pokud máme kanál s malým rušením můžeme použít vícestavovou modulaci. Počet stavů modulace je roven $M = 2^n$, kde M je počet stavů, n je počet bitů potřebných k vyjádření daného počtu stavů.

Digitální modulace jsou nasazovány z důvodu zvýšení přenosové kapacity, lepšímu zabezpečení apod. Jsou limitovány dostupnou šířkou pásma, vysílacím výkonem a šumem přenosové soustavy.

Pomocí digitální modulace můžeme přenést daleko více informací, při stejné šířce pásma, než při použití analogové modulace. [8]

Základní parametry, které můžeme ovlivňovat u signálu je amplituda, frekvence a fáze. U digitálních modulací máme tedy 3 základní skupiny, kdy ovlivňujeme amplitudu (ASK – klíčování amplitudovým posunem, amplitudové klíčování), fází (PSK – klíčování fázovým posunem, fázové klíčování) a frekvenci (FSK – klíčování frekvenčním posunem, frekvenční klíčování). Existuje i kombinace změny více parametrů. Jedním z takových příkladů je QAM modulace, kdy měníme jak amplitudu, tak i fázi. Dalším typem digitální modulace je OFDM. Jedná se o ortogonální multiplex s kmitočtovým dělením.

4.2 M-QAM

Kvadraturní amplitudová modulace s počtem stavů M . Počet bitů přenášených v jednom modulačním symbolu přináší tabulka 4.1. Jedná se o druh digitální modulace, při kterém je modulována amplituda i fáze. Využívá dvou nosných signálů, které jsou vzájemně posunuty o $\pi/2$. Oba nosné signály jsou modulovány zvlášť, následně jsou sečteny, tímto součtem dostaneme QAM modulovaný signál. Na obrázku 4.4 lze vidět 16 stavovou QAM modulaci. [6], [20].

| M - QAM (počet stavů) | Počet bitů na symbol |
|-----------------------|----------------------|
| 4 | 2 |
| 8 | 3 |
| 16 | 4 |
| 32 | 5 |
| 64 | 6 |
| 128 | 7 |
| 256 | 8 |
| 512 | 9 |
| 1024 | 10 |
| 2048 | 11 |

Tabulka 4.1: Počet bitů na jeden modulační stav (symbol) vybraných M-QAM modulací.

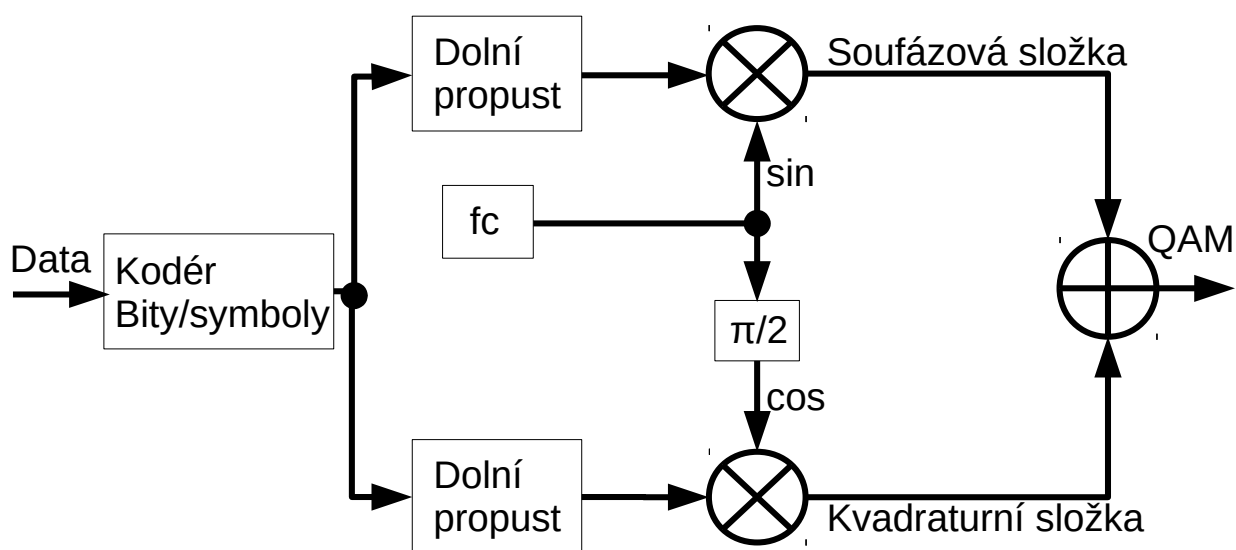
V případě 16QAM se data ve dvojkové posloupnosti rozdělují na skupiny po 4 bitech (kvad-bity - [a b c d]). Pro složku soufázovou složku se využívají 4 stavy, stejně jako kvadraturní. Obě složky nám dohromady vytvoří 16 různých stavů (16 různých kombinací amplitudy a fáze). Každý kvadbit (pospolnost čtyř bitů) se rozdělí na dva dibity (posloupnost dvou bitů). Jeden dabit je směřován do větve pro soufázovou složku a druhý do větve pro kvadraturní složku. Modulační signál je namodulován na harmonický fc nosný signál. Oba signály se poté na výstupu sečtou a vzniká QAM signál. Blokové schéma QAM modulátoru je na obrázku 4.2. [8]

Signál M-QAM v čase t lze vypočítat podle rovnice 4.1.

$$\text{QAM}_I(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi fct) + \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(2\pi fct), \quad (4.1)$$

kde $\text{QAM}_I(t)$ - hodnota signálu (M-QAM) v čase t , E_0 - energie signálu s nejmenší amplitudou, a_i, b_i - celá čísla určující polohu symbolu v diagramu, T - perioda, t - čas ($0 < t < T$), fc - nosná frekvence.

V případě demodulace nastává inverzní proces. Při procesu demodulace musí být použita frekvence se stejným kmitočtem a fází, jako v případě modulace. Proto je tu také kladen důraz na přesnou synchronizaci.



Obrázek 4.2: Blokové schéma QAM modulátoru.

4.3 Přenosová a modulační rychlost

Přenosová rychlost nám udává počet bitů přenesený za jednotku času (za sekundu). Přenosovou rychlost vypočítáme z modulační rychlosti pomocí rovnice 4.2.

$$v_p = v_m \log_2 M, \quad (4.2)$$

kde v_p - přenosová rychlost, v_m - modulační rychlost, M - počet stavů modulace.

Jednotkou přenosové rychlosti je bit za sekundu (b/s, bit/s případně se můžeme setkat i se zkratkou bps, a to převážně v anglicky psané literatuře).

Modulační rychlost udává počet přenesených symbolů za sekundu. Jednotkou je Baud (Bd). Maximální symbolová rychlost je rovna dvojnásobku šířky pásma (rovnice 4.3). Nemá smysl, aby byla změna modulačních stavů rychlejší, protože bychom tyto symboly nedokázali korektně přijmout [8].

$$v_{m_{max}} = 2.B, \quad (4.3)$$

kde $v_{m_{max}}$ - maximální modulační rychlost, B - šířka pásma.

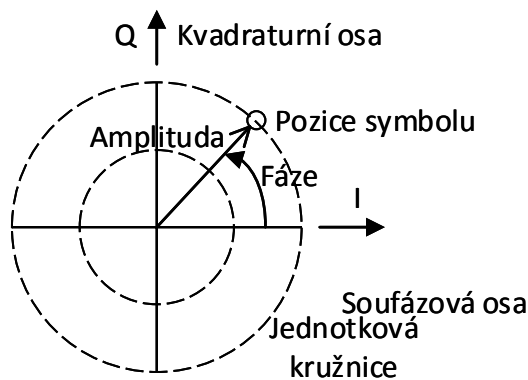
Modulační rychlost můžeme také získat jako převrácenou hodnotu doby trvání symbolu (rovnice 4.4).

$$v_m = \frac{1}{T_s}, \quad (4.4)$$

kde v_m - modulační rychlost, T_s - doba trvání symbolu.

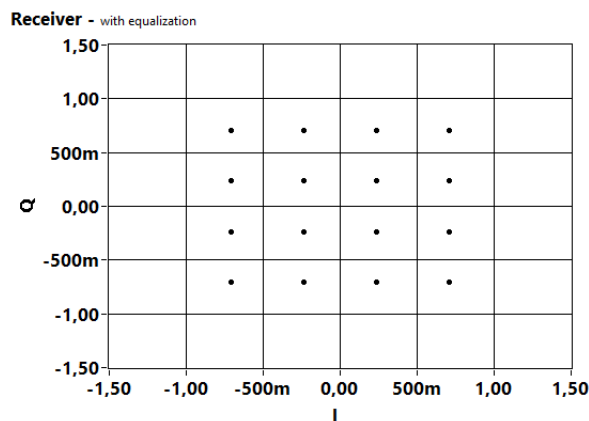
4.4 Konstelační diagram

Konstelační diagram zobrazuje do IQ roviny jednotlivé stavy použité modulace. Tyto stavy jsou výsledkem dvou modulačních složek (I – In Phase – soufázová složka, Q – Quadrature Phase – kvadrurní složka). Body konstelačního diagramu se nazývají konstelační body. Tyto konstelační body tvoří množinu všech použitelných modulačních symbolů (abecedu). Příklad konstelačního diagramu pro 16 stavovou QAM modulaci je vidět na obrázku 4.4 a orientace v konstelačním diagramu je na obrázku 4.3.



Obrázek 4.3: Základní orientace v konstelačním diagramu.

Při příjmu signálu nemusí být symbol v ideální poloze (v praxi téměř nikdy není v ideální poloze), protože na něj působí rušivé vlivy, proto přijímač (demodulátor) vybírá odhadem, jaký symbol byl skutečně odeslán. Vybírá se bod z konstelačního diagramu, který je nejbližší k přijatému symbolu. K chybnému vyhodnocení symbolu dochází, pokud je vlivem rušení vyslaný symbol posunut blíže k jinému bodu v konstelačním diagramu.



Obrázek 4.4: Konstelační diagram 16QAM.

Je vhodné umísťovat bitové kombinace tak, že jsou sousední stavy rozdílné pouze v jednom bitu, při chybném příjmu dojde s největší pravděpodobností k záměně se sousedním symbolem. Chyba je tedy jen v jednom bitu a samoopravné kódy by měli být schopny tuto chybu detekovat a opravit.

Dovolený pracovní rozsah v IQ diagramu je omezen na plochu kruhu, poloměr tohoto kruhu závisí na horní hranici dynamického rozsahu daného digitálního systému, která je zpravidla určena maximální amplitudou signálu, kterou je schopen koncový stupeň zesilovače zpracovat bez zkreslení.

Některé vlivy degenerující konstelační diagram lze poznat přímo z něj samotného. Například: Gaussovský bílý šum – způsobuje to, že body konstelačního diagramu vypadají jako rozmazané. Útlum – rohové body se posouvají ke středu a podobně.

4.5 BER

Chybovost BER (Bit Error Rate) je jedno z kritérií kvality digitálních přenosů. Vyjadřuje se jako poměr počtu chybně přijatých bitů vůči všem přijatým bitům. Můžeme vypočítat pomocí rovnic (4.5) a (4.6).

$$\text{BER} = \frac{N_E}{N_A}, \quad (4.5)$$

$$\text{BER} = \frac{N_E}{v_p \cdot t}, \quad (4.6)$$

kde N_E - počet chybně přijatých bitů, N_A - počet všech přijatých bitů, v_p - přenosová rychlost, t - čas (doba měření).

Kromě bitové chybovosti (BER), můžeme určit chybovost také pomocí pravděpodobnosti chyby v přenosu bitu P_e , která je definována rovnicí (4.7). Tato chybovost se stanovuje na základě teoretického rozboru komunikačního systému. [24]

$$P_e = \frac{x_b}{n_b}, \quad (4.7)$$

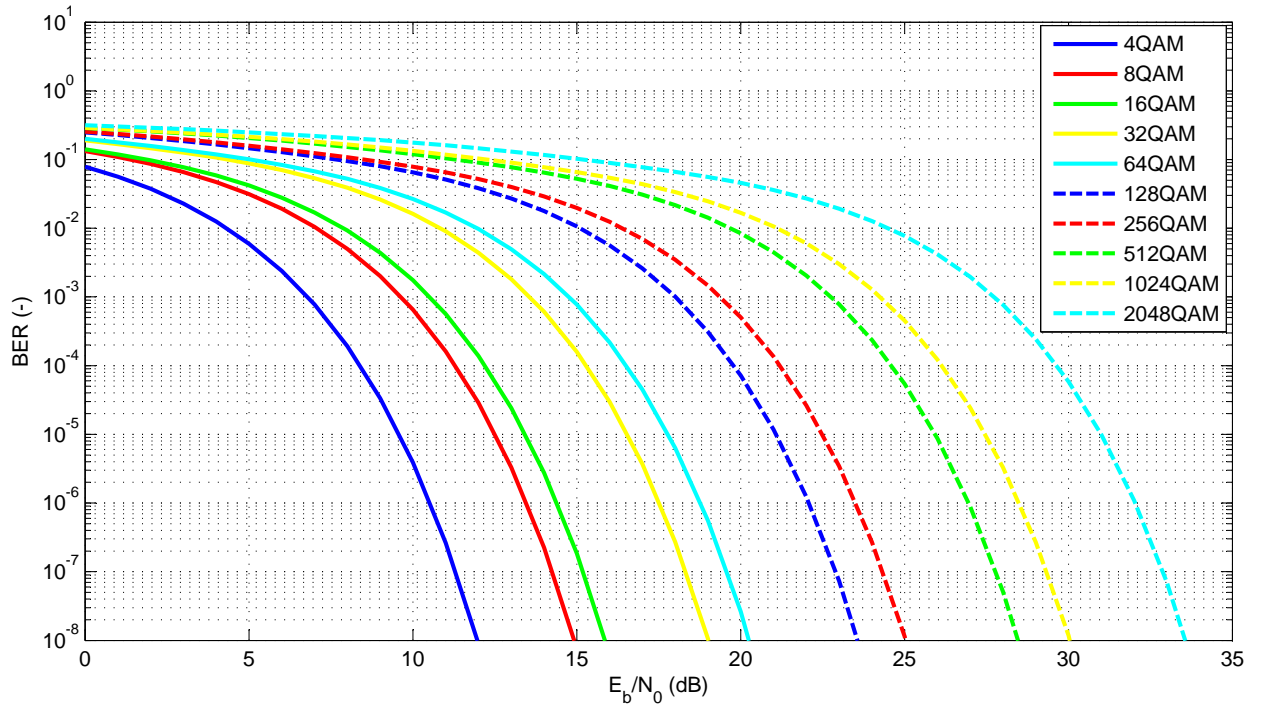
kde P_e - pravděpodobnost chyby v přenosu, x_b - průměrný počet chybných bitů za 1 sekundu, n_b - celkový počet bitů přenesených za 1 sekundu.

Dále můžeme pro disktrétní modulace definovat také pravděpodobnost chyby v přenosu symbolu P_E (SER), tato pravděpodobnost je dána rovnicí (4.8).

$$P_E = \frac{x_s}{n_s}, \quad (4.8)$$

kde P_E - pravděpodobnost chyby v přenosu symbolu, x_s - průměrný počet chybných symbolů za 1 sekundu, n_s - celkový počet symbolů přenesených za 1 sekundu.

Dalším důležitým parametrem v digitálních systémech je E_b/N_0 . Jedná se o parametr určující energii připadající na jeden přenášený bit vůči spektrální hustotě výkonu šumu (odstup signálu



Obrázek 4.5: Závislost teoretické bitové chybovosti na E_b/N_0 pro různé M-QAM modulace v AWGN kanálu.

od šumu na jeden bit přenášených dat). Jelikož nezávisí na použité modulaci, umožňuje nám srovnávat jednotlivé modulace z pohledu energetické náročnosti a spektrální účinnosti. E_b/N_0 se udává jako bezrozměrné číslo, nebo v decibelech. Obrázek 4.5 nám ukazuje rovnice BER a E_b/N_0 pro různé modulace v AWGN kanálu.

Pro vykreslení tohoto obrázku byl použit program napsaný v Matlabu a zobrazuje nám teoretickou hodnotu BER v závislosti E_b/N_0 .

Teoretický výpočet lze realizovat podle následujících rovnic (4.9, 4.10, 4.11, 4.12), 4.13, 4.14, 4.15 a 4.16 [36].

$$\text{BER} = \frac{1}{\log_2(IJ)} \left(\sum_{k=1}^{\log_2 I} P_I(k) + \sum_{l=1}^{\log_2 J} P_J(l) \right), \quad (4.9)$$

$$P_I(k) = \frac{2}{I} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})I-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{I} \rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{I} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) Q \left((2i+1) \sqrt{\frac{6 \log_2(IJ)}{I^2 + J^2 - 2} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\}, \quad (4.10)$$

$$P_J(l) = \frac{2}{J} \sum_{j=0}^{(1-2^{-l})J-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{j2^{l-1}}{J} \rfloor} \left(2^{l-1} - \left\lfloor \frac{j2^{l-1}}{J} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) Q \left((2j+1) \sqrt{\frac{6 \log_2(IJ)}{I^2 + J^2 - 2} \frac{E_b}{N_0}} \right) \right\}, \quad (4.11)$$

$$M = I \times J, \quad (4.12)$$

$$I = 2^{\frac{k-1}{2}}, \quad (4.13)$$

$$J = 2^{\frac{k+1}{2}}, \quad (4.14)$$

$$k = \log_2 M, \quad (4.15)$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt, \quad (4.16)$$

kde M - počet modulačních stavů, k - počet bitů na symbol, Q - Q funkce.

4.6 E_b/N_0

Poměr E_b/N_0 označuje energii na jeden bit (E_b) vztaženou k hustotě šumu (N_0).

Energie na jeden bit (E_b) je dána jako výkon nosné podělený aktuálním počtem bitů (Rovnice 4.17).

$$E_b = \frac{C}{R}, \quad (4.17)$$

kde E_b - energie na jeden bit, C - výkon nosné, R - aktuální bitová rychlost.

Jednotkou energie na jeden bit je (J), (W/Hz) nebo (Ws).

Spektrální hustota šumu (N_0) je definována, jako množství energie šumu na jednotku šířky pásma (Hz)(Rovnice 4.18) [29].

$$N_0 = \frac{N}{B}, \quad (4.18)$$

kde N_0 - spektrální hustota šumu, N - výkon šumu, B - šířka pásma.

Časté vyjádření N_0 je jako součin Boltzmannovy konstanty a šumové teploty přijímače (Rovnice 4.19) [29].

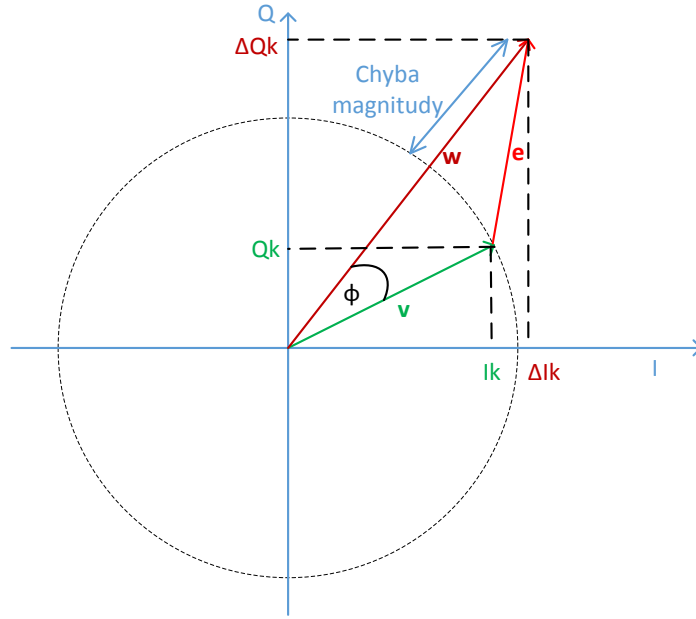
$$N_0 = k.T, \quad (4.19)$$

kde N_0 - spektrální hustota šumu, k - Boltzmannova konstanta (J/K), T - šumová teplota přijímače (K).

Jednotkou spektrální hustoty šumu je (J), (W/Hz) nebo (Ws).

Tento parametr (E_b/N_0) se často používá pro srovnání jednotlivých modulačních schémat. Například pro srovnání bitové chybovosti pro jednotlivé modulace. Při tomto srovnávání již nehraje roli šířka pásma, neboť obě veličiny jsou normalizovány. Jedná o bezrozměrný parametr.

Také je používán v digitálních komunikacích, jako míra síly signálu. Se znalostí modulace a E_b/N_0 lze odhadnout BER nebo výpočet vysokofrekvenční energie pro daný soubor dat modulace, šířku pásma kanálu, symbolovou rychlost, ztráty a BER.



Obrázek 4.6: Grafické znázornění EVM a MER.

4.7 MER

Modulační chyba (Modulation Error Ratio) MER – je definována jako poměr druhých mocnin amplitud ideálních symbolových vektorů k součtu druhých mocnin amplitud chybových symbolových vektorů [11], [18].

Tento parametr je měřítkem poměru signálu k šumu v digitálně modulovaném signálu [18].

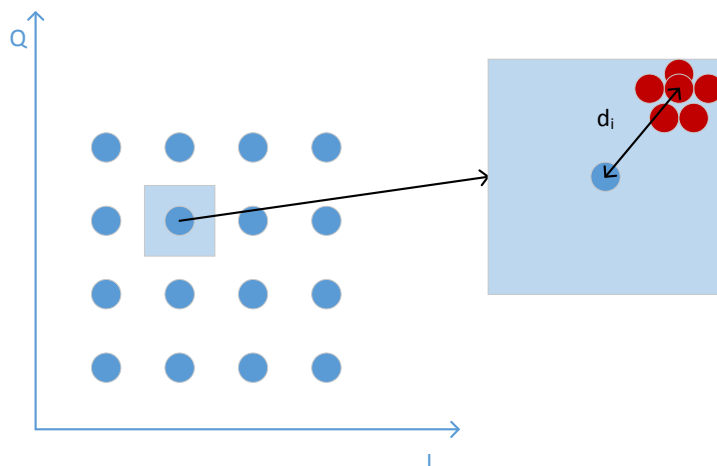
Výsledek je nejčastěji definován jako výkonový poměr a vypočítá se pomocí rovnice 4.20. Grafické znázornění najdeme na obrázku 4.8. V tomto obrázku znázorňuje \mathbf{v} ideální symbolový vektor, \mathbf{w} změřený symbolový vektor, $\mathbf{w} - \mathbf{v}$ je chyba magnitudy, $\mathbf{e} = (\mathbf{w} - \mathbf{v})$ je chybový vektor, ϕ - chyba fáze, \mathbf{e}/\mathbf{v} je EVM [18].

$$\text{MER} = 20 \log \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (\delta I_k^2 + \delta Q_k^2)}}, \quad (4.20)$$

kde I_k, Q_k - souřadnice ideálního symbolového vektoru, $\delta I_k, \delta Q_k$ - souřadnice amplitudy chybového symbolového vektoru, N - počet symbolů.

4.8 EVM

Amplituda chybového vektoru (Error Vector Magnitude) EVM – představuje střední kvadratickou odchylku chybových hodnot jednotlivých stavů v okamžiku vzorkování. Porovnávají se aktuální hodnoty amplitudy a fáze měřeného signálu s referenčními hodnotami.



Obrázek 4.7: Grafické znázornění rozptylu TEV.

Tento parametr určuje, jak přesný je digitální přijímač nebo vysílač a vypočteme ji z rovnice (4.21) [9], [11], [18].

Grafická interpretace je znázorněna na obrázku 4.8.

$$\text{EVM}_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\delta I_k^2 + \delta Q_k^2)}{S_{\text{max}}^2}} \cdot 100, \quad (4.21)$$

kde S_{max}^2 - amplituda ideálního vektoru, $\delta I_k, \delta Q_k$ - souřadnice amplitudy chybového symbolového vektoru.

Tento parametr uvažuje všechny fázové a amplitudové zkreslení, stejně jako šum a určuje celkovou kvalitu obvodu nebo výrobku. Pokud vyjadřujeme EVM v procentech, tak čím menší hodnotu naměříme, tím lépe (tím je kvalitnější spoj) [34].

4.9 TEV

Body konstelačního diagramu jsou pevně stanoveny (jejich ideální polohy), vlivem nežádoucích jevů ovlivňující přenos, se místo ideálních bodů objevují shluky bodů, které nemusí být přesně v ideální poloze.

Tuto chybu lze vidět na obrázku 4.7. Pro každý z M symbolových bodů v konstelačním diagramu se vypočítá vzdálenost mezi ideální polohou a bodem středu shluku tohoto symbolu, tuto vzdálenost označujeme d_I a nazývá se Target error vector (TEV) [11]. Příslušné vztahy pro výpočet ukazují rovnice 4.22, 4.23 a 4.24.

$$d_I = f(\delta I_I, \delta Q_I), \quad (4.22)$$

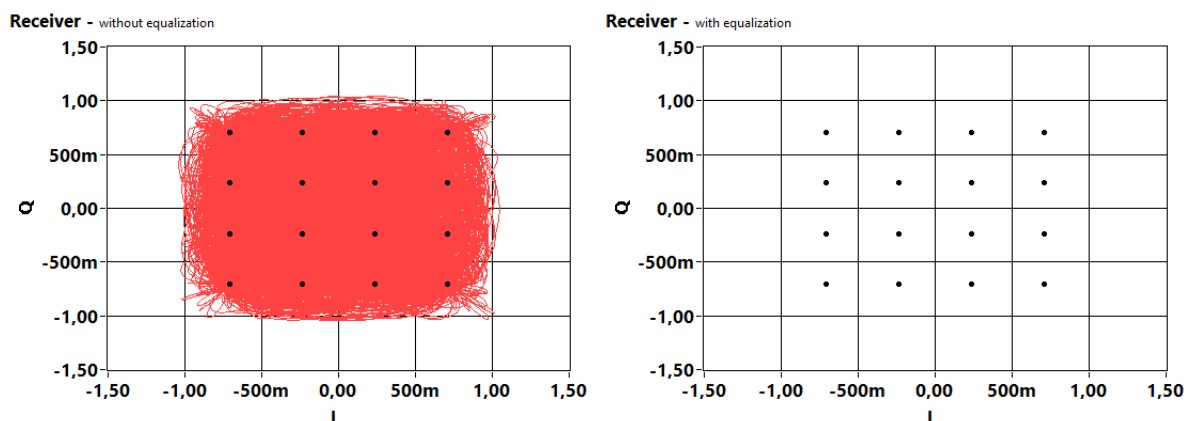
$$\delta I_I = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta I_K, \quad (4.23)$$

$$\delta Q_I = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta Q_K, \quad (4.24)$$

kde δI_K - přijaté souřadnice složky I, δQ_K - přijaté souřadnice složky Q, N - počet symbolových bodů, d_I - vzdálenost mezi ideální polohou a středem shluku.

4.10 Vektorový diagram

Vektorový diagram vznikne zobrazením nejen jednotlivých stavů modulačního schématu, ale také přechody, které mezi nimi nastávají.



Obrázek 4.8: Porovnání vektorového (vlevo) a konstelačního (vpravo) diagramu.

4.11 Amplitudové a fázové zkreslení

Vzniká nerovnováhou mezi složkami I a Q [11], důsledkem této nerovnováhy je deformace konstelačního diagramu. Může nastat několik variant, základní jsou následující:

- Amplitudové zkreslení v kanálu I – horizontální stlačení konstelačního diagramu
- Amplitudové zkreslení v kanálu Q – vertikální stlačení konstelačního diagramu
- Amplitudové zkreslení vlivem stejnosměrného offsetu – posunutí konstelačního diagramu na některou stranu
- Amplitudové zkreslení vlivem kvadraturního offsetu – zkosení konstelačního diagramu

Fázové zkreslení – fázový posuv mezi vstupním napětím kanálu (výstupní napětí vysílače) a výstupním napětím kanálu (vstupní napětí přijímače) není v přenášeném pásmu přímo úměrný kmitočtu, fázové zpoždění je kmitočtově závislé.

5 Metody kanálové ekvalizace

Existuje mnoho způsobů řešení ekvalizace, proto je tu pro názornost uvedeno několik variant. Základní dělení ekvalizace na ekvalizaci analogových a digitálních systémů. V dnešní době nás výhradně zajímá ekvalizace digitálních systémů. V současnosti je jednou z předních metod tzv. adaptivní ekvalizace, spadající samozřejmě do skupiny ekvalizace digitálních systémů [24].

5.1 Ekvalizace analogových systémů

U analogových přenosových systémů se podpojmem ekvalizace rozumí korekce fázového a amplitudového zkreslení signálu, způsobené v rádiovém kanálu. U analogových systémů lze provádět ekvalizaci na dvou místech, ve vysílači (Prechannel Equalization) nebo na výstupu z rádiového kanálu, případně v dalších stupních přijímače (Postchannel Equalization). První ekvalizéry byly vytvořeny pomocí RLC filtrů, později se zde začínají uplatňovat transversální filtry, podrobněji v [22], [24].

5.2 Ekvalizace digitálních systémů

Ekvalizace digitálních systémů také koriguje amplitudové a fázové zkreslení jako u analogových systémů, ale primárním cílem je zde omezení intersymbolových interferencí a zmenšení chybovosti BER.

6 Adaptivní ekvalizace

V mobilní komunikaci, kde se uplatňuje mnohocestné šíření (způsobuje vznik intersymbolových interferencí - ISI), se v čase neustále mění parametry rádiového kanálu. Pro omezení rušivých vlivů a jejich důsledků se zde uplatňuje adaptivní ekvalizace. U adaptivní ekvalizace se parametry ekvalizéru (adaptivní ekvalizér je vytvořen nejčastěji pomocí FIR filtru) mění podle aktuálních parametrů rádiového kanálu.

Existuje mnoho typů adaptivních ekvalizérů, které se používají v rádiových komunikačních systémech, jejich činnost je ale založena na stejném principu. Přijatá zkreslená posloupnost dat přijímačem se koriguje pomocí frekvenčně adaptivního filtru, jenž mění své koeficienty v závislosti na parametrech rádiového kanálu.

Pokud jsou koeficienty filtru voleny správně, měl by být výstup ekvalizéru shodný s vyslanými daty, případně se jen velmi nepatrně lišit. Pro správnou funkci adaptivního ekvalizéru musíme tedy znát, jak volit jeho parametry. Správná volba parametrů adaptivního ekvalizéru, se nejčastěji zjišťuje pomocí periodického vysílání tréninkových sekvencí. Tréninková sekvence je předem známa a ekvalizér tudíž ví, jaká data se měly objevit na jeho vstupu.

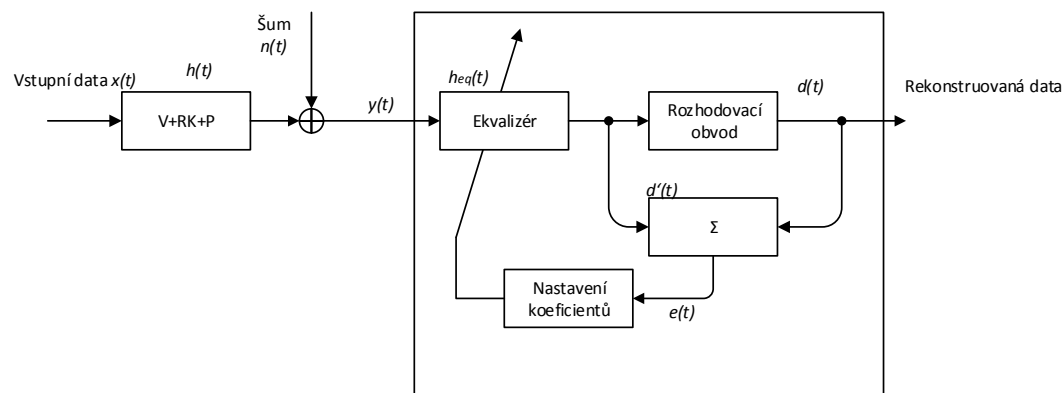
Ekvalizér pracuje ve dvou módech training mode a tracking mode (trénovací a sledovací mód). Při tréninkovém módu je vysílačem vysílána tréninková posloupnost, ta zkreslená rušením je přivedena v přijímači do adaptivního filtru. Vyhodnocením získáváme koeficienty filtru, pro co nejlepší korekci dat zkreslených v rádiovém kanálu. Po tréninkovém módu následuje sledovací mód, ve kterém je vysílána a korigována datová sekvence. [22], [24].

Tato ekvalizace se nejčastěji používá u systémů s TDMA, kde jsou data přenášena v časových intervalech (timeslotech) s pevnou délkou trvání. Adaptivní ekvalizace například využívá systém GSM. [24]

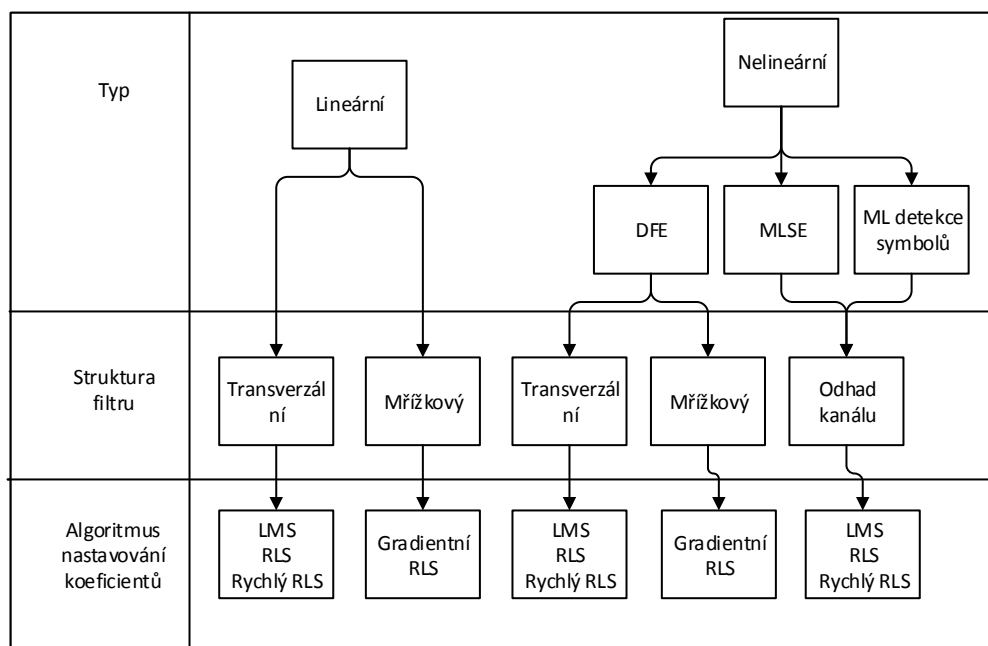
Zjednodušené principiální schéma adaptivního ekvalizéru je na obrázku 6.1, kde blok V+RK+P značí celý přenosový řetězec (vysílač, rádiový kanál a přijímač).

Kde $x(t)$ - originální vstupní data, $h(t)$ - impulsní odezva částí vysílače (modulátoru, měniče kmitočtu a výkonového zesilovače) rádiového kanálu a částí přijímače (tuneru, mezifrekvenčního zesilovače a demodulátoru), $n(t)$ - šum, $y(t)$ - vstup ekvalizéru, $h_{eq}(t)$ - komplexní impulsní odezva ekvalizéru, $d(t)$ - rekonstruovaný datový signál, $\hat{d}(t)$ - výstup ekvalizéru (odhad správné sekvence, $e(t)$ - chybový signál.

Nejpoužívanější adaptivní ekvalizéry můžeme rozdělit na dvě základní skupiny a to lineární a nelineární. Lineární adaptivní ekvalizéry používají transversální nebo mřížkový filtr, nevyužívají zrekonstruovaný výstupní signál $d(t)$. Nelineární adaptivní ekvalizéry, používají výstupní signál $d(t)$ ve zpětnovazební cestě, používají se tam, kde zkreslení způsobené kanálem je pro lineární ekvalizér příliš velké. Nelineární ekvalizéry jsou založeny na některé z těchto tří metod: DFE (ekvalizér s rozhodovací zpětnou vazbou), MLSD (ekvalizéry s maximálně pravděpodobnou detekcí symbolu) a MLSE (ekvalizéry s maximálně pravděpodobnou detekcí chyby). Stručný přehled je vidět na obrázku 6.2.



Obrázek 6.1: Principiální schéma adaptivního ekvalizéru,



Obrázek 6.2: Klasifikace adaptivních ekvalizérů.

6.1 Feedforward Equalizer (FFE)

Jde o lineární ekvalizér, může být s transversálním nebo s mřížkovým filtrem. Nejjednodušší ekvalizér je lineární ekvalizér s transversálním filtrem. Skládá se ze zpožďovacích linek s odbočkami, s dobou zpoždění $\tau(T_D)$, která je shodná se symbolovou periodou datového signálu. Nejjednodušší ekvalizér používá pouze přímé odbočky (jde o filtr s konečnou impulzní odezvou – FIR, také se označuje jako transversální filtr). Pokud má ekvalizér i zpětnovazební odbočky jde o filtr s nekonečnou impulzní odezvou – IIR (tento filtr se ovšem, kvůli nestabilní funkci, v rádiovém kanálu nepoužívá). Tento druh ekvalizéru je diskretní, ovšem rušení ISI je kontinuální. Má konečný počet stavů, tudíž není dostatečně dlouhý, aby byla korekce zcela správná. Využívá pouze informace z předchozího a aktuálního stavu. Při použití tohoto ekvalizéru může dojít k zesílení šumu [1], [2], [12], [21], [22], [24].

Omezení lineárního ekvalizéru je to, že špatně funguje na přenosových kanálech, kde se vyskytují spektrální nuly. S těmito kanály se často setkáváme v rádiové komunikaci, například šíření ionosférickou vlnou o frekvenci menší jak 30 MHz a kanály využívané pro mobilní rádiovou komunikaci.

Tento ekvalizér provádí ekvalizaci na aktuálním průběhu, neprovádí logické rozhodování (zda je současný bit „1“ nebo „0“), ale zabývá se pouze opravou napěťových úrovní.

Následující popis bude prováděn pro FFE, který používá 3 taps (taps – korekční faktory aplikované na napěťové úrovně za účelem jejich korekce). Matematický popis takového ekvalizéru můžeme vidět níže, viz rovnice 6.1. Pro korekci jednoho bitu používá FFE tři bity, současný a dva předchozí (se zpožděním), toto tvrzení platí jen v případě, že použijeme 3 taps v algoritmu. Pokud bychom použili 5 taps, tak by do rovnice přibyli další dva členy. Obecně lze říci, že se pro vyrovnaní aktuálního bitu použije aktuální bit a taps - 1 bitů.

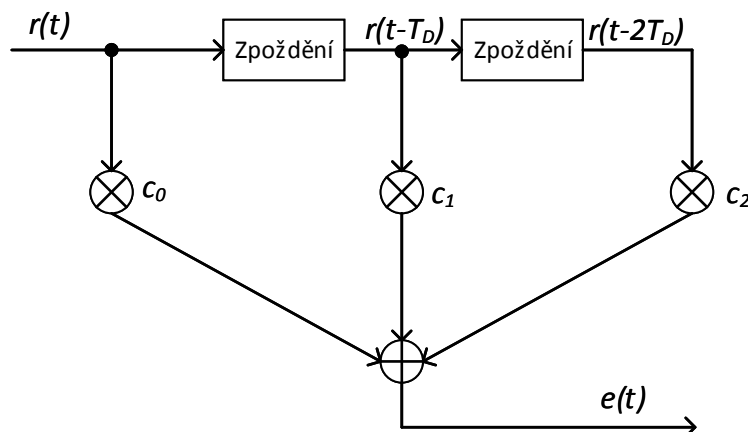
$$e(t) = c_0.r(t - (0.T_D)) + c_1.r(t - (1.T_D)) + c_2.r(t - (2.T_D)), \quad (6.1)$$

kde $e(t)$ - ekvalizovaný napěťový průběh v čase, T_D - zpoždění, c_n - korekční koeficient, $r.(t - nT_D)$ - nekorigovaný vstupní průběh v jednotlivých odbočkách.

Na obrázku 6.3 můžeme vidět blokové schéma dopředného ekvalizéru (FFE). Jde o grafickou prezentaci výše uvedené rovnice 6.1. Vidíme, že se jedná o použití 3 taps ve vyrovnávacím algoritmu, máme 3 větve, kde v každé větvi je signál jinak zpožděný (v případě první odbočky jde o aktuální signál). Poté je signál v příslušné odbočce vynásoben s korekčním koeficientem a následně jsou signály sečteny ve výsledný ekvalizovaný signál $e(t)$. Význam symbolů je totožný.

6.2 Decision Feedback Equalizer(DFE)

Lineární ekvalizér uvedený výše se hodí a je velmi účinný například na kanálech vedení drátových telefonních kanálů, ve kterých není ISI tak závažná. U DFE je na rozdíl od lineárního ekvalizéru nelineární a k výpočtu je použit nejen současný, ale i předchozí symbol a zpětná vazba. Teoreticky jde tedy dosáhnout lepších výsledků než u lineárního ekvalizéru.



Obrázek 6.3: Blokové schéma FFE.

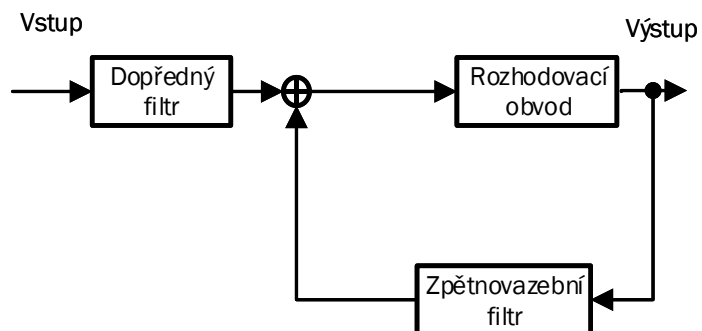
Znalost předchozího vzorku se využije k minimalizaci zbývajících ISI. DFE je vhodné použít tam, kde je kanál zatížen velkým amplitudovým zkreslením.

Blokové schéma je na obrázku 6.4, vidíme že DFE se skládá z dopředného filtru, rozhodovacího obvodu a zpětnovazebního filtru. Dopředný filtr je obecně FIR filtr s nastavitelnými váhovými koeficienty, jedná se vlastně o lineární ekvalizér minimalizující ISI. Rozhodovací obvod má nelineární charakteristiku a poskytuje vstup pro zpětnovazební filtr. Zpětnovazební filtr je implementován jako FIR filtr s nastavitelnými váhovými koeficienty. Vstup zpětnovazebního filtru je tvořen množinou detekovaných symbolů. Jeho výstup se odečte od výstupu dopředného filtru a tvoří vstup do detektoru. Dopředný filtr (který je v podstatě FFE ekvalizér) může napravit jen omezenou část intersymbolové interference, zpětnovazební filtr DFE pracující na logickém rozhodování (jde o „1“ nebo jde o „0“), by měl minimalizovat (nejlépe odstranit) zbýající ISI. Zpětnovazební filtr má dobré šumové vlastnosti, jeho výstup není zatížen šumem kanálu, a i dopředný filtr použitý v DFE nemá tak vysoký šum, jako když je použit samostatně jako FFE. [1], [2], [12], [13], [21], [22], [24].

Matematický popis ideálního ekvalizéru se zpětnou vazbou je uveden v rovnici 6.2. Kde první část (první suma) je dána parametry dopředného filtru (jde jen o jiný zápis matematického popisu FFE), druhá část (druhá suma) je vliv zpětnovazebního filtru. Na obrázku 6.5 vidíme schéma DFE ekvalizéru.

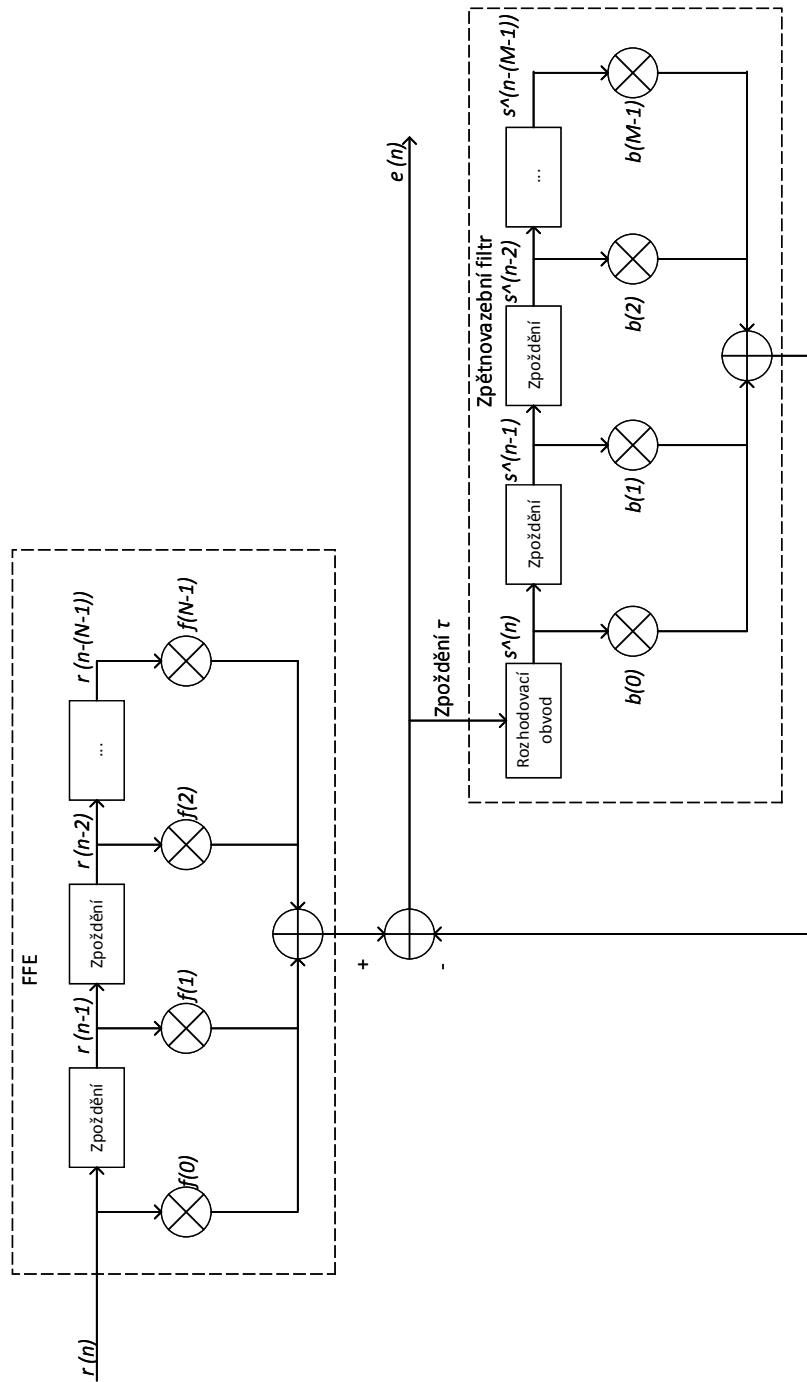
$$e(n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k)r(n-l) - \sum_{M=0}^{M-1} b(m)\hat{s}(n-m-\tau), \quad (6.2)$$

kde $e(n)$ - ekvalizovaný napěťový průběh v čase, r - signál vstupující do dopředného filtru, \hat{s} - signál vstupující do zpětnovazebního filtru, $\hat{s}(n-m-\tau)$ - signál v jednotlivých odbočkách



Obrázek 6.4: Blokové schéma DFE.

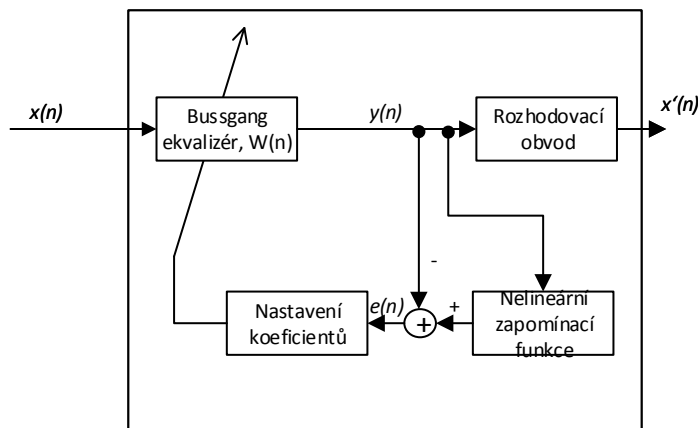
zpětnovazebního filtru, $r.(n - k)$ - signál v jednotlivých odbočkách dopředného filtru, $f(k)$ - korekční koeficient dopředného filtru, $b(m)$ - korekční koeficient zpětnovazebního filtru.



Obrázek 6.5: Schéma DFE.

6.3 Blind Equalizer

Česky se toto sousloví překládá jako ekvalizace naslepo (slepá ekvalizace). Existuje mnoho algoritmů, které se řeší ekvalizací naslepo, všechny mají minimálně jeden společný předpoklad, a to že kanál musí mít konečnou impulsní odezvu. Cílem blind ekvalizace je obnovení neznámé vstupní sekvence bez znalosti kanálu, pouze z pravděpodobnostních a statistických vlastností vstupního signálu. Pojem blind (slepá) se používá, protože provádí ekvalizaci na datech bez referenčního signálu (nevysílá se tréninková sekvence bitů pro nastavení ekvalizéru). V této práci je popsán pouze jeden algoritmus a to Bussgang (Obrázek 6.6). [4], [10].



Obrázek 6.6: Metoda Bussgang.

Bussgang algoritmus můžeme popsat pomocí následujících rovnic (6.3, 6.4, 6.5).

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}(n), \quad (6.3)$$

$$e(n) = g_B[y(n)] - y(n), \quad (6.4)$$

$$y(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w}(n), \quad (6.5)$$

kde $\mathbf{w}(n)$ - vektor vah ekvalizeru, μ - velikost kroku algoritmu, g_B - nelineární zapomínací funkce, $\mathbf{x}(n)$ - vstupní vektor vzorků, $y(n)$ - výstup ekvalizéru.

6.4 Adaptivní výpočet koeficientu ekvalizéru

Vypočet probíhá pomocí algoritmů, které efektivně aproximují optimální hodnoty koeficientu ekvalizéru.

6.4.1 LMS

Algoritmus nejmenších středních čtverců (nejmenší střední kvadratické odchylky) je základním představitelem skupiny stochastických gradientních adaptivních algoritmů. Je založen na minimalizaci součtu čtverců rozdílů mezi skutečným a odhadovaným (požadovaným) výstupem ekvalizéru. [12], [14], [15], [17].

Každá iterace vyžaduje provedení 3 kroků v uvedeném pořadí. Prvním krokem je vypočítání výstupního signálu z FIR filtru, vypočítáme ho podle vzorce (6.6). Druhým krokem je vypočítání hodnoty odhadované chyby, rovnice (6.7). Posledním krokem je aktualizace hodnot vah vektoru FIR filtru pro příslušnou iteraci, rovnice (6.8) [15].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w(n)x(n-k) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n), \quad (6.6)$$

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (6.7)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n), \quad (6.8)$$

kde $\mathbf{w}(n)$ - váhové koeficienty, μ - velikost kroku, $d(n)$ - požadovaný výstup, $\mathbf{x}(n)$ - vstupní signál, $y(n)$ - výstup ekvalizéru, $e(n)$ - chybový vektor.

Velikost kroku (μ) má vliv na rychlost a stabilitu konvergence adaptivního algoritmu. Velmi malá hodnota velikosti kroku bude znamenat dlouhou dobu k nalezení optimálního řešení, velká hodnota bude mít za následek nestabilitu.

Algoritmus LMS je často využíván díky své výpočetní nenáročnosti, která je lepší než u dalších adaptivních algoritmů.

6.4.2 NLMS

Tento algoritmus vychází z LMS, liší se v tom, že konvergenční konstanta (μ) je upravována podle výkonu vstupního signálu. Díky tomuto je NLMS vhodnější (něž LMS) pro signály, které velmi mění svůj výkon. Rovnice pro výpočet jsou dosti podobné LMS (rovnice 6.9, 6.10, 6.11, 6.12) [31] [15] [41].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w(n)x(n-k) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n), \quad (6.9)$$

$$e(n) = d(n) - y(n), \quad (6.10)$$

$$\mu(n) = \frac{1}{\mathbf{x}^T(n)\mathbf{x}(n)}, \quad (6.11)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}(n), \quad (6.12)$$

kde $\mathbf{w}(n)$ - váhové koeficienty, μ - velikost kroku, $d(n)$ - požadovaný výstup, $\mathbf{x}(n)$ - vstupní signál, $y(n)$ - výstup ekvalizéru, $e(n)$ - chybový vektor.

6.4.3 RLS

Jedná se o základního představitele třídy rekurzivních adaptivních algoritmů, je založen na teorii Kalmanovy filtrace, časovém průměrování a metodě nejmenších čtverců. Struktura filtru je stejná jako u LMS, ovšem vzhledem k jinému přístupu je adaptivní proces odlišný. RLS algoritmus využívá hodnot předchozího odhadu chyb. [5], [12], [15].

Každá iterace se skládá z 5 kroků, ve kterých se provedou následující operace. Nejdříve se vypočítá výstup filtru rovnice (6.13), poté se vypočítá střední vektor zisků rovnice (6.14 a 6.15), třetím krokem je výpočet hodnoty chyby rovnice (6.16), následuje aktualizace vektoru vah rovnice (6.17) a posledním krokem je výpočet inverzní matice rovnice (6.18). [15].

$$\hat{y}_{n-1}(n) = \hat{\mathbf{w}}^T(n-1)\mathbf{x}(n), \quad (6.13)$$

$$\mathbf{u}(n) = \psi_\lambda^{-1}(n-1)\mathbf{x}(n), \quad (6.14)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{1}{\lambda + \mathbf{x}^T(n)\mathbf{u}(n)}\mathbf{u}(n), \quad (6.15)$$

$$\hat{e}_{n-1}(n) = d(n) - \hat{y}_{n-1}(n), \quad (6.16)$$

$$\mathbf{w}(n) = \hat{\mathbf{w}}^T(n-1) + \mathbf{k}(n)\hat{e}_{n-1}(n), \quad (6.17)$$

$$\psi_\lambda^{-1}(n) = \lambda^{-1}[\psi_\lambda^{n-1}(n-1)] - \mathbf{k}(n)[\mathbf{x}^T(n)\psi_\lambda^{-1}(n-1)], \quad (6.18)$$

kde $y_n(n)$ - výstup FIR filtru, $\hat{\mathbf{w}}^T(n)$ - aktuální vektor vah, $d(n)$ - požadovaný výstup, $\mathbf{x}(n)$ - vstupní signál, $\mathbf{k}(n)$ - vektor zisku, $\hat{e}_n(n)$ - odhadovaná hodnota chyby.

Tento algoritmus má oproti LMS vyšší výpočetní nároky. Ovšem díky časovému průměrování má mnohem vyšší rychlost konvergence, dosahuje velmi dobrých výsledků v časově proměnném prostředí.

6.4.4 QR-RLS

Vychází z RLS a vylepšuje jeho vlastnosti. Vykazuje vyšší stabilitu jako RLS, ale má také vyšší výpočetní nároky jak klasický RLS algoritmus. Využívá se QR (square root - odmocnina) rozkladu.

Tento algoritmus pracuje přímo s maticí předchozích hodnot, ne jako v případě standardního RLS, kde se pracuje s časově zprůměrovanou korelační maticí vstupních dat. Proto je tento algoritmus stabilnější než standardní RLS. Matice hodnot, se kterou pracuje tento algoritmus je dána rovnicí 6.19 [37].

$$A^H = [x(1), x(2), \dots, x(M), \dots, x(n)]$$

$$A^H = \begin{pmatrix} x(1) & x(2) & \cdots & x(M) & \cdots & x(n) \\ 0 & x(1) & \cdots & x(M-1) & \cdots & x(n-1) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & x(1) & \cdots & x(n-M+1) \end{pmatrix}, \quad (6.19)$$

kde A - matice dat, M - počet koeficientů FIR filtru, x - data (prvky) matice A .

Rozdíl mezi požadovanou a skutečnou hodnotou vypočítáme podle rovnice 6.20 [38].

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (6.20)$$

kde $e(n)$ - rozdíl mezi požadovaným signálem a výstupem z adaptivního filtru, $d(n)$ - požadovaný signál, $\mathbf{w}(n)$ - vektor vah, $\mathbf{u}(n)$ - vektor vstupního signálu.

Vektor vah vypočítáme podle rovnice 6.21 [38].

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{z}(n)\Phi^{-1}(n), \quad (6.21)$$

kde $\mathbf{w}(n)$ - vektor vah, $\mathbf{z}(n)$ - vektor křížové korelace $d(n)$ a $x(n)$, $\Phi^{-1}(n)$ - inverzní korelační matice.

6.4.5 CMA

Mnoho bezdrátových komunikačních systémů jsou fázově nebo frekvenčně modulované. Amplituda signálu by tedy měla být v ideálním případě konstantní, jak již napovídá název (Constant Modulus Algorithm). Pokud víme, že přicházející signál, který by měl mít konstantní obálku, lze navrhnout algoritmy, které vyrovnávají originální signál. jedná se o jeden z nejznámějších algoritmů používaných u blind ekvalizace, je používán v mnoha praktických aplikacích, protože nevyžaduje synchronizaci nosné. [3], [19].

Tento algoritmus může být aplikován i na signál s nekonstantním modulem v případě, že špičkatost předchozího vzorku je menší jako dvě. V praxi to znamená, že CMA může být aplikován i na PSK modulované signály, které nemají pravoúhlý tvar impulsu [19].

Matematicky můžeme CMA popsat rovnicemi (6.22), (6.23) a (6.24).

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n), \quad (6.22)$$

$$e(n) = |y(n)|^2 - |d(n)|^2 = y(n)^2 - 1, \quad (6.23)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n)\mathbf{x}(n), \quad (6.24)$$

kde $y(n)$ - výstup adaptivního filtru, μ - velikost kroku, $d(n)$ - požadovaný výstup, $\mathbf{x}(n)$ - vstupní signál, $e(n)$ - chybový vektor.

Jeho výhody jsou jednoduchá implementace a adaptivní sledování zdroje, nevýhodou je jeho pomalá rychlost a také to, že velikost kroku musí být malá, jinak je CMA nestabilní.

7 Realizace simulačního programu a jeho využití

Simulace probíhaly v programu, který je přiložen na CD.

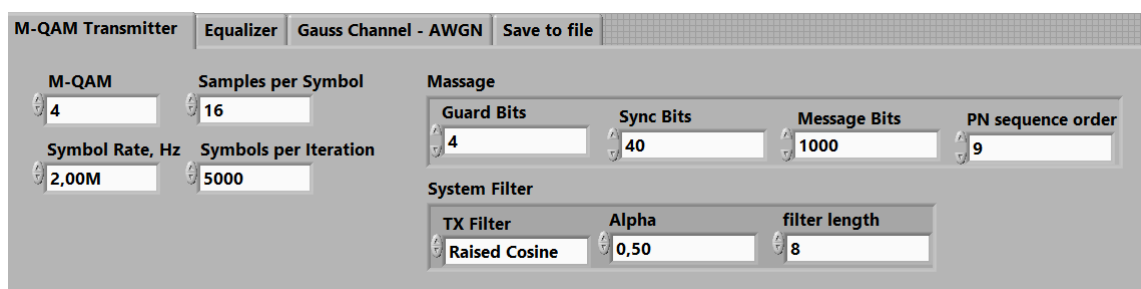
7.1 Simulační program

Simulační program je napsán v LabVIEW, byly k tomu využity knihovny Modulation Toolkit a Adaptive Filter Toolkit. Front Panel (uživatelské rozhraní, přední panel, čelní panel) lze vidět na obrázku 7.8.

Na tomto panelu jsou umístěna dvě tlačítka, jedno slouží k ukládání dat do předem vytvořeného textového souboru a druhé je pro zastavení programu.

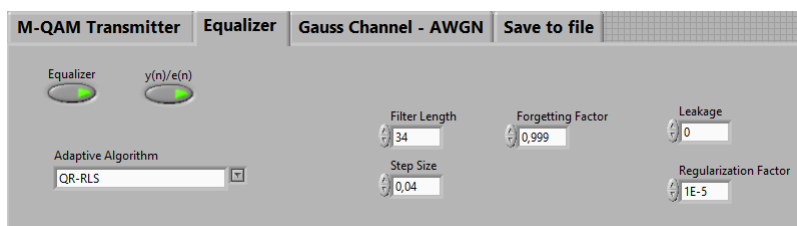
7.1.1 Čelní panel - prvky nastavující simulační program

V horní části jsou umístěny čtyři záložky sloužící k nastavení simulačního programu. První z nich je M-QAM Transmitter. Tato záložka je určena pro nastavení parametrů M-QAM modulace. Obsah této záložky je na obrázku 7.1.



Obrázek 7.1: Obsah záložky M-QAM Transmitter.

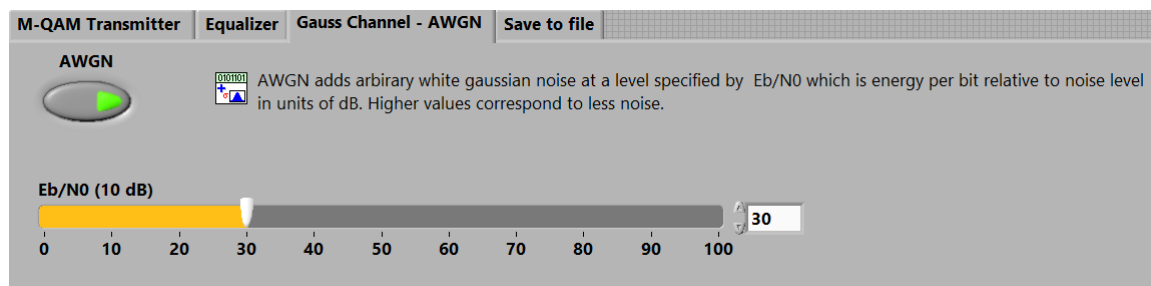
Druhou z horních záložek nastavuje parametry ekvalizéru (záložka Equalizer). Máme tu na výběr tři adaptivní algoritmy LMS, NLMS a QR-RLS. Může se tu nastavit, zda má být ekvalizér zapnut, či vypnut a také nastavení jeho parametrů (obrázek 7.2).



Obrázek 7.2: Obsah záložky Equalizer.

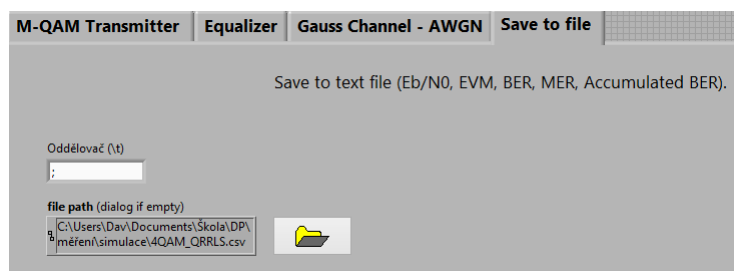
Další záložkou (Gauss Channel - AWGN) nastavujeme parametr E_b/N_0 (obrázek 7.3), čím vyšší hodnotu nastavíme, tím lepší bude odstup signálu od šumu a tím nám budou vycházet lepší hodnoty dalších parametrů. V tomto místě nastavuje parametry Gaussovského kanálu, v

tomto kanálu se signál šíří pouze přímou cestou a působí na něj pouze útlum signálu (nedochází k žádným odrazům signálu).



Obrázek 7.3: Obsah záložky Gauss Channel - AWGN.

Poslední záložkou v horní polovině čelního panelu může nastavit cestu pro ukládání dat do textového souboru. Do tohoto souboru se ukládají parametry E_b/N_0 (dB), EVM (%), BER(-), MER (dB) a Accumulated BER (-). Hodnoty jsou ukládány v tomto pořadí a jsou odděleny pomocí nastaveného znaku. Data se ukládají vždy za již obsažená data v souboru. Jak tato záložka vypadá lze vidět na obrázku 7.4.



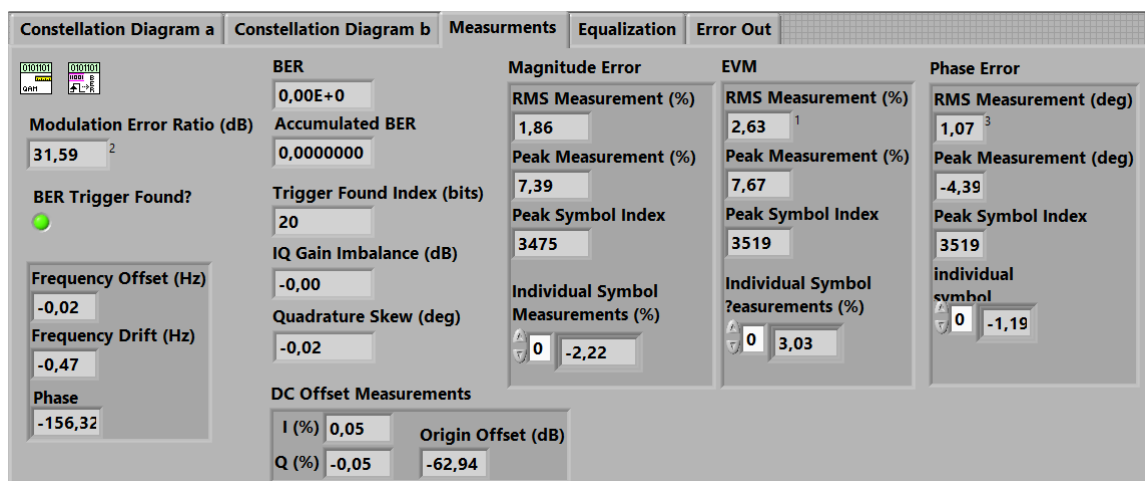
Obrázek 7.4: Obsah záložky Save to file.

7.1.2 Čelní panel - prvky zobrazující měřená data

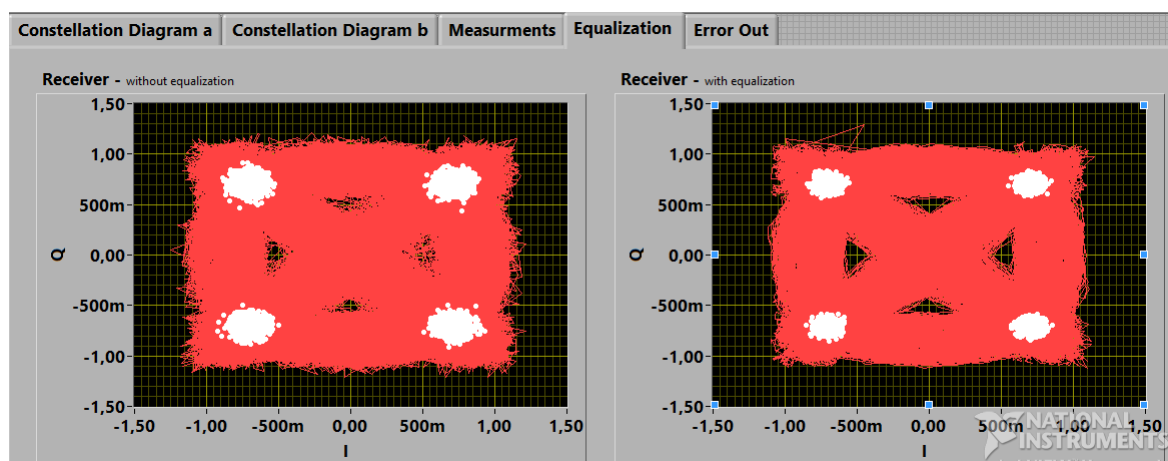
Zobrazovací prvky se nachází v dolní polovině čelního panelu. Najdeme tu pět záložek. První dvě obsahují vektorové diagramy vysílače a přijímače (obrázek 7.5). Další záložka zobrazuje několik měřených parametrů (obrázek 7.6). Předposlední záložka zobrazuje porovnání vektorového diagramu přijímače pro dva případy. V prvním případě se jedná o vektorový diagram přijímače bez použití ekvalizace. Druhý vektorový diagram je pro přijímač s použitým adaptivním algoritmem (7.7).



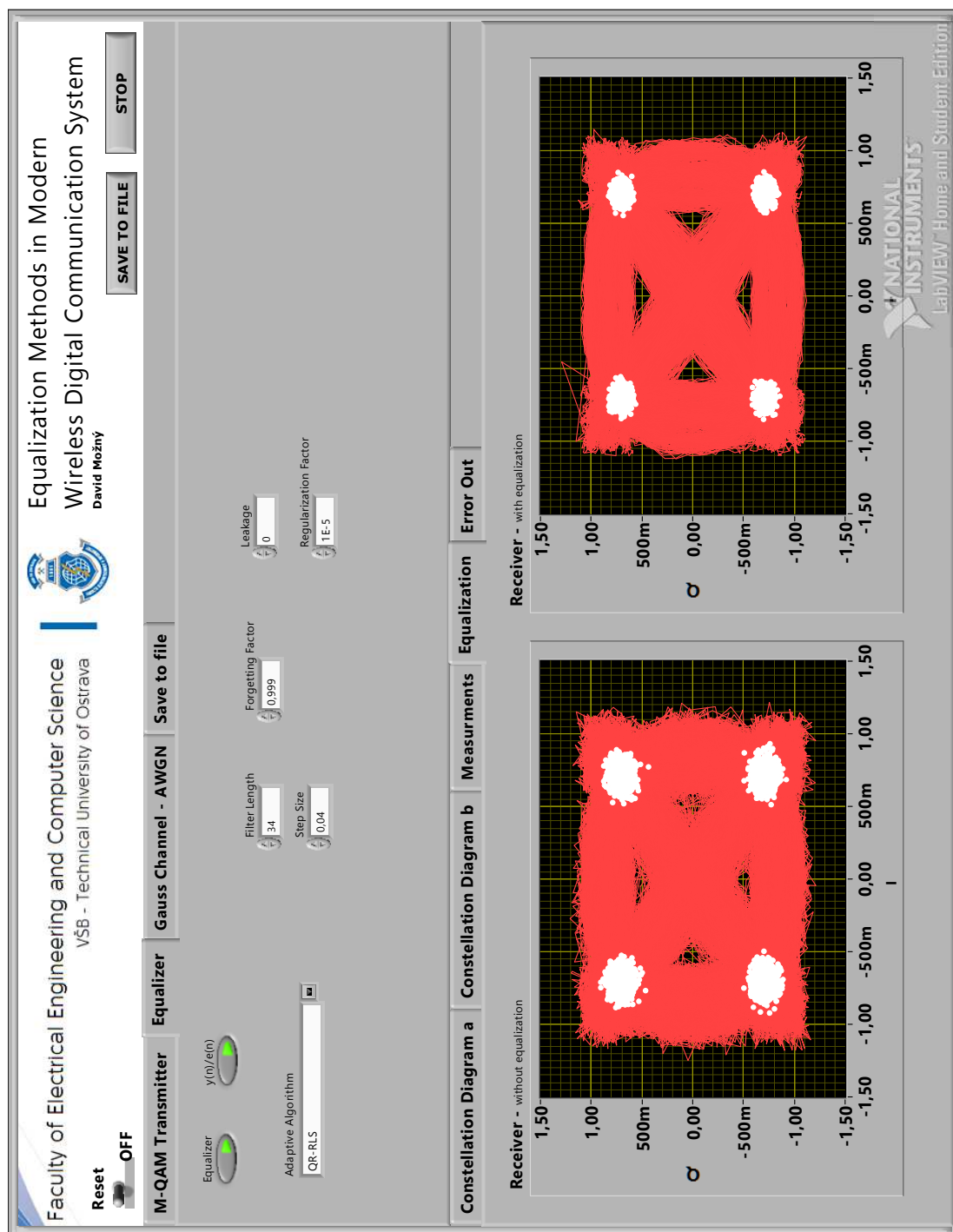
Obrázek 7.5: Vektorové diagramy - porovnání mezi vysílačem a přijímačem.



Obrázek 7.6: Měřené parametry v simulačním programu.



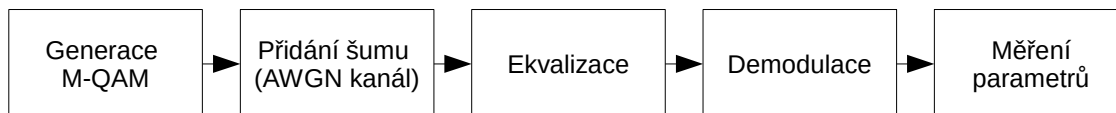
Obrázek 7.7: Vektorové diagramy - porovnání mezi stavem bez ekvalizace a s ekvalizací.



Obrázek 7.8: Uživatelský panel simulačního programu.

7.1.3 Blokový diagram simulačního programu

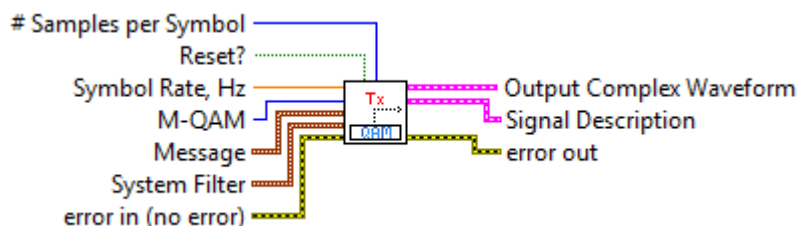
Není tu uveden celý blokový diagram, ale jsou tu rozebrány jen některé jeho komponenty. Blokový diagram lze rozdělit do několika funkčních bloků (obrázek 7.9).



Obrázek 7.9: Řazení blokového diagramu podle funkčních bloků.

Rozbor jednotlivých funkčních bloků.

7.1.3.1 Generace M-QAM Základním blokem pro generaci signálu modulovaného pomocí M-QAM je blok mod QAM Transmitter. Pomocí tohoto bloku můžeme nastavovat parametry vysílaných dat (řád PN sekvence, počet ochranných bitů, počet synchronizačních bitů) a parametry vysílacího filtru. Vstupem tohoto bloku jsou jednotlivé parametry pro nastavení signálu modulovaného pomocí M-QAM. Tento blok je na obrázku 7.10, na tomto obrázku je také možné vidět jednotlivé vstupy a výstupy.

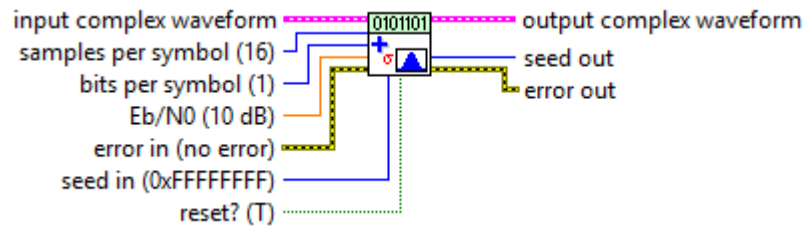


Obrázek 7.10: Blok mod QAM Transmitter, který je využíván pro generování signálu modulovaného M-QAM.

7.1.3.2 AWGN kanál Pomocí tohoto bloku simulujeme vliv AWGN kanálu. K procházejícímu signálu se přidává aditivní bílý gaussovský šum. Tento postup je v LabVIEW realizován pomocí bloku MT add AWGN (obrázek 7.11). Vstupem je užitečný signál, jeho parametry a jednotlivé nastavení pro tento blok. Na výstupu máme signál zatížený šumem, který jsme nastavili.

7.1.3.3 Ekvalizace V toto místě se provádí ekvalizace signálu. Ta je prováděna pomocí dvou bloků AFT Filter Signal and Update Coefficients a AFT Create FIR LMS (QR-RLS, Normalized LMS).

Pomocí AFT Create FIR LMS (QR-RLS, Normalized LMS) se vytvoří adaptivní filtr s konečnou impulsní odezvou (FIR), podle výběru bude tento filtr vytvořen pro jednotlivé adaptivní



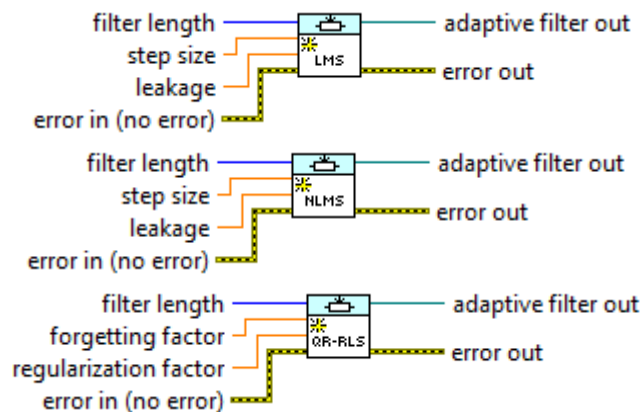
Obrázek 7.11: Blok přidávající šum k užitečnému signálu.

algoritmy. Jednotlivé bloky pro vytvoření adaptivního filtru jsou na obrázku 7.12. Vstupem těchto bloků jsou parametry jednotlivých adaptivních algoritmů.

Pro LMS a NLMS je vstupem řád filtru, konvergenční konstanta (velikost kroku) a leakage. Výchozí hodnota leakage je 0 - použije se standardní LMS, pokud bude zvolena nenulová hodnota použije se Leaky LMS. Používají se rozdílné rovnice pro výpočet vektoru vah. Rozsah hodnot $[0;0,1]$. Více v [39].

Vstupem adaptivního filtru pro QR-RLS je řád filtru, faktor zapomínání a regularization factor (hodnota musí být vyšší jak 0, výchozí hodnota $1 \text{ E-}5$).

Nastavení řádu filtru a konvergenční konstanty přináší tabulka 7.1. Faktor zapomínání byl nastaven na 0,999. Parametrům leakage a regularization factor byla ponechána výchozí hodnota.

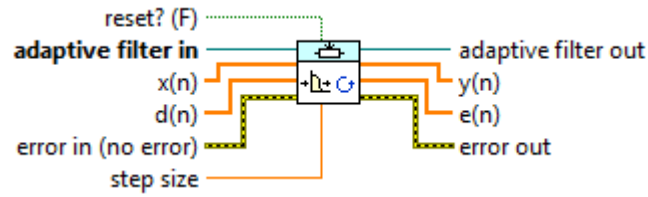


Obrázek 7.12: Jednotlivé bloky pro vytvoření příslušného adaptivního filtru.

Blok AFT Filter Signal and Update Coefficients (obrázek 7.13) provádí ekvalizaci vstupního signálu pomocí adaptivního FIR filtru. Také iterativně aktualizuje koeficienty adaptivního filtru.

Vstupem tohoto bloku jsou koeficienty adaptivního filtru (ty jsou vytvořeny pomocí bloku AFT Create FIR LMS/ QR-RLS/ Normalized LMS), vstupní signál $x(n)$, požadovaný výstup $d(n)$ a velikost kroku. Velikost kroku má výchozí hodnotu -1. Při hodnotě menší jako nula je tento parametr ignorován a použije se velikost kroku, která se určí při vytváření adaptivního filtru. Pokud je velikost kroku nula neprovádí se aktualizace koeficientů. Při hodnotě vyšší jako nula, používá se tato hodnota při aktualizaci koeficientů adaptivního filtru. Při simulaci byla ponechána výchozí hodnota.

Výstupními parametry jsou koeficienty adaptivního filtru, chybový signál $e(n)$ a výstupní signál z adaptivního filtru $y(n)$.

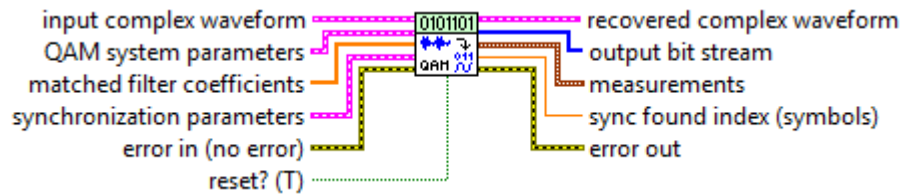


Obrázek 7.13: Blok AFT Filter Signal and Update Coefficients.

7.1.3.4 Demodulace Pro demodulaci signálu je v tomto simulačním programu použit blok MT Demodulate QAM (obrázek 7.14).

Vstupem tohoto bloku je komplexní datový průběh, parametry QAM modulace, synchronizační parametry a koeficienty použitého filtru.

Výstupem je demodulovaný komplexní průběh, demodulovaný bitový tok. Dále také frekvenční posun, frekvenční drift a fázový posun (jsou obsaženy v clusteru Measurements). Posledním výstupem (nepočítáme-li informaci o chybách) je nalezení indexu synchronizace, který vrací hodnotu indexu symbolu, kde byla nalezena špičková korelace se synchronizační sekvencí.



Obrázek 7.14: Blok MT Demodulate QAM, který je použit pro demodulaci signálu.

7.1.3.5 Měření parametrů Pro měření jednotlivých parametrů je využito dvou bloků, MT Measure QAM Quadrature Impairments a MT Calculate BER (obrázek 7.15).

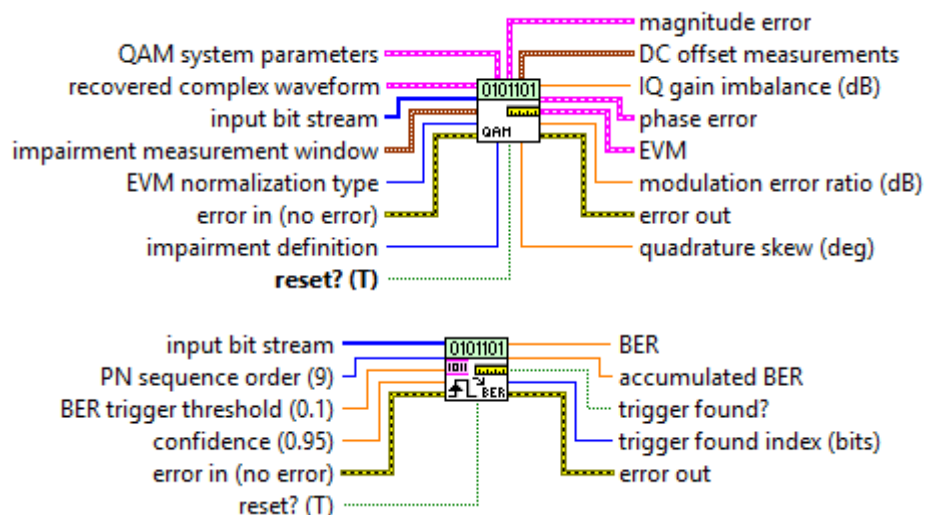
Blok MT Measure QAM Quadrature Impairments měří a vrací kvadraturní poruchy.

Vstupy jsou parametry QAM, demodulovaný komplexní průběh, vstupní bitový tok a další parametry (více v nápovědě Modulation Toolkit). Výstupem tohoto bloku je chyba magnitudy, EVM, MER, chyba fáze, DC offset a IQ Gain Imbalance.

Blok MT Calculate BER je určen pro měření bitové chybovosti.

Vstupem je bitový tok, PN sekvence a další parametry, které jsou vidět na obrázku 7.15 a podrobný popis je v nápovědě Modulation Toolkit. Vrací hodnotu BER a Accumulated BER

Téměř každý blok má také vstup a výstup pro cluster s informacemi o chybách (chybový vodič).



Obrázek 7.15: Bloky využívané pro měření parametrů, MT Measure QAM Quadrature Impairments (nahore) a MT Calculate BER (dole).

Trénovací sekvence adaptivního algoritmu byla shodná s vysílanými daty (1:1), účelem této práce nebylo zkoumání vlivu délky trénovací sekvence, ale porovnání jednotlivých adaptivních algoritmů.

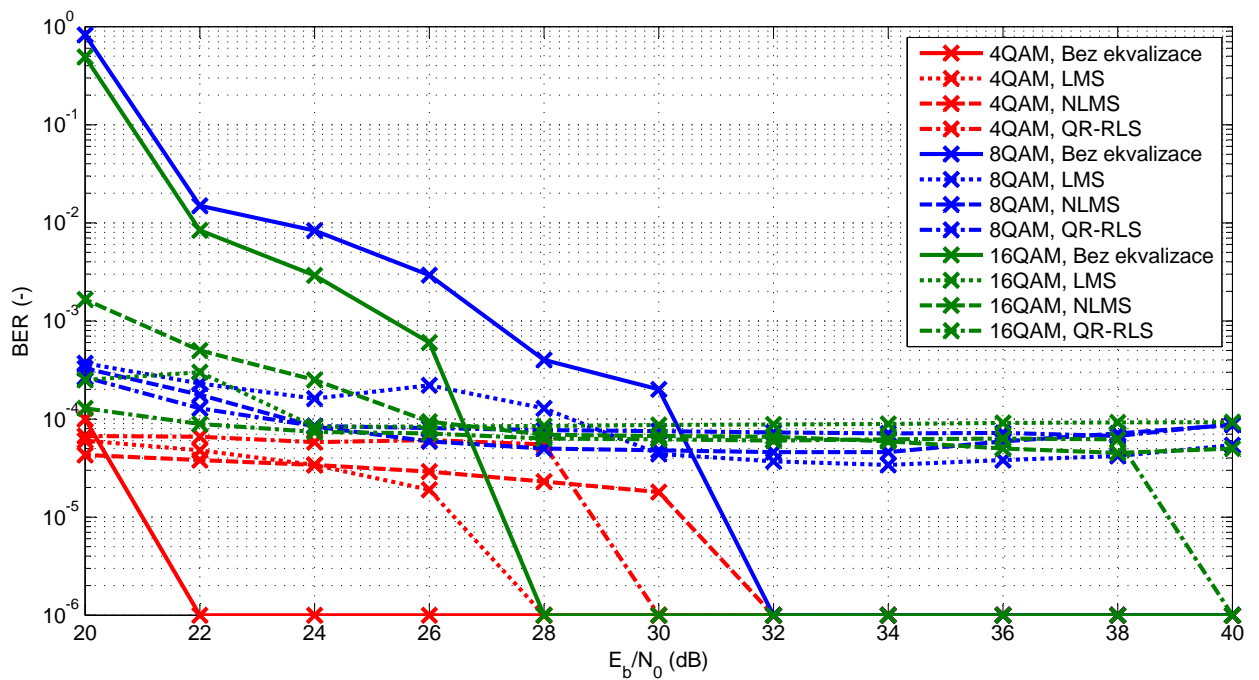
7.2 Využití simulačního programu

Simulace byly prováděny následujícím způsobem. Byl měněn parametr E_b/N_0 v rozsahu 20 - 40 dB a měřeny parametry BER, MER, EVM.

Při simulacích se měnil odstup E_b/N_0 pomocí bloku, který vkládá Gaussovský šum. Vkládání Gaussovského šumu bylo zvoleno z důvodu, že i v reálném měření se nám projevovало rušení, které snižovalo E_b/N_0 , žádné jiné rušení se neprojevovало.

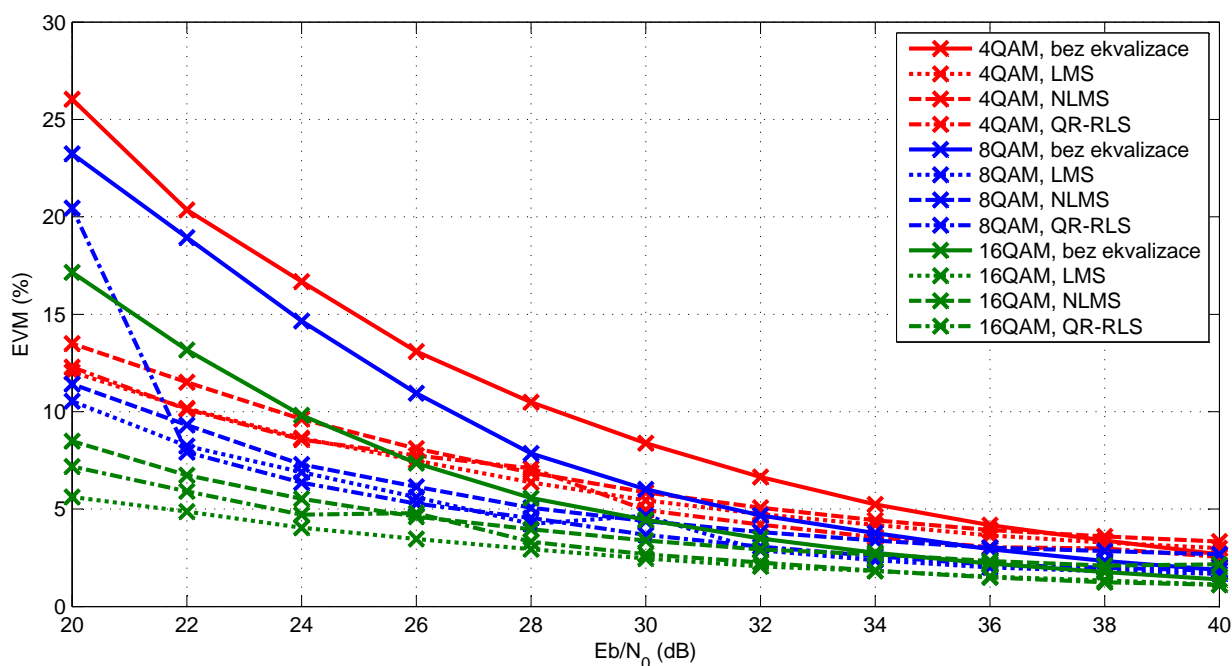
Simulace byly provedeny pro modulaci M-QAM, konkrétně pro čtyřstavovou až šedesáti čtyř stavovou modulaci QAM.

Z naměřených dat jsou vytvořeny grafy bitové chybovosti, MER a EVM v závislosti na E_b/N_0 . Na obrázku 7.16 můžeme vidět závislost BER na E_b/N_0 . Na obrázku 7.17 lze vidět závislost pro EVM. Všechny zde uvedené grafy ukazují modulace 4QAM až 16QAM. Zbylé grafy pro ostatní modulace jsou uvedeny v příloze, v příloze jsou také uvedeny grafy pro závislost MER na E_b/N_0 .



Obrázek 7.16: Závislost BER na E_b/N_0 .

Průběh jednotlivých grafů víceméně odpovídá předpokladům. Se snižující se hodnotou E_b/N_0 se zvyšuje chybovost a zhoršují se i další měřené parametry (MER, EVM). U modulačních formátů bez použití ekvalizéru se vyskytuje vyšší chybovost (při nižších hodnotách E_b/N_0 - horší podmínky), než když použijeme adaptivní ekvalizaci. Na obrázku 7.16 můžeme vidět toto porovnání. Pro modulaci 8QAM při E_b/N_0 dosahující hodnoty 20 dB, je tento rozdíl dva až tři řády (bez použití ekvalizace je BER 10^{-1} , pokud některý z adaptivních ekvalizačních algoritmů je chybovost v řádu 10^{-4}). Při vyšších hodnotách E_b/N_0 se v těchto simulacích vyskytuje vyšší



Obrázek 7.17: Závislost EVM na E_b/N_0 .

chybovost v případě použití adaptivních algoritmů (ve srovnání se stavem bez ekvalizace), tento jev je způsoben dobrým odstupem signálu od šumu. Ekvalizace v tomto případě může mít negativní vliv. V reálném měření se tento jev nevyskytoval.

Obdobně je to i v případě MER a EVM, při nižším odstupě signálu od šumu (nižší E_b/N_0) se lépe projevuje měření s adaptivní ekvalizací, s rostoucím E_b/N_0 se hodnoty mezi stavem s ekvalizací a bez ekvalizace přibližují k sobě a není mezi nimi velký rozdíl.

Na základě těchto simulací lze říci, že adaptivní ekvalizace vylepšuje měřené parametry v porovnání se stavem bez ekvalizace, a to zejména při nižších hodnotách E_b/N_0 . Při dobrém odstupě signálu od šumu (E_b/N_0) může adaptivní algoritmus působit negativně. Pokud se podíváme na graf bitové chybovosti (7.16) vidíme, že například u 4QAM vychází lépe ekvalizace jen u $E_b/N_0 = 20$ dB, od hodnoty 22 dB již vychází lépe případ bez ekvalizace.

Všechny naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulkách v příloze, kde jsou uvedeny také zbylé grafy.

Nastavení parametrů simulace bylo následující. Šířka pásma byla 1 MHz (simulace byla provedena pouze pro jednu šířku pásma), počet symbolů byl nastaven na 5000 (bylo zvoleno toto nastavení z ohledem na výkonnost počítače, na kterém byly prováděny simulace). Nastavení 5000 symbolů znamená omezení v měření bitové chybovosti (BER lze měřit jen v omezeném rozsahu, který je dán počtem přenášených symbolů). Proto je i v tabulkách uvedena nulová bitová chybovost, je to způsobeno tím, že jsme omezeni počtem symbolů. Tato nulová bitová chybovost je v grafech interpretována jako hodnota $1E-6$. Taková hodnota bitové chybovosti byla

mimo měřitelný rozsah a byla zvolena pro názornost.

Pokud se podíváme na obrázek 7.17, který porovnává EVM, zjistíme, že pro hodnoty parametru E_b/N_0 40 až 34 dB není rozdíl mezi adaptivními algoritmy a stavem bez ekvalizace. Mezi hodnotami 30 až 34 se začíná být zřetelný vliv ekvalizéru (záleží na M-QAM modulaci), který vylepšuje hodnotu EVM. Při nejnižší měřené hodnotě E_b/N_0 (je rovno 20 dB) je jasně zřetelný vliv ekvalizace. Pro čtyřstavovou modulaci QAM je rozdíl mezi případy s ekvalizací a případem bez ekvalizace přibližně 14 %. Rozdíl mezi jednotlivými adaptivními ekvalizéry je asi 1,4 %.

Pro 8QAM je rozdíl mezi ekvalizovaným signálem a signálem bez ekvalizace přibližně 12 %. Rozdíl mezi LMS a NLMS je asi 1 %. U osmistavové modulace se při hodnotě $E_b/N_0 = 20$ dB vyskytla chyba (lidský faktor, chyba programu) neboť u QR-RLS vychází hodnota EVM 20,45 %.

U 16QAM je rozdíl mezi jednotlivými adaptivními ekvalizéry přibližně 3 %. Rozdíl případem s ekvalizací a bez ekvalizace je 9 až 12 %.

Nastavení parametrů jednotlivých adaptivních algoritmů zobrazuje tabulka 7.1.

| Adaptivní algoritmus | QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Faktor zapomínání |
|----------------------|-------|------------|------------------------|-------------------|
| LMS | 4-64 | 33 | 0,009 | - |
| NLMS | 4-16 | 33 | 0,09 | - |
| NLMS | 32-64 | 33 | 0,3 | - |
| QR-RLS | 4-64 | 34 | - | 0,999 |

Tabulka 7.1: Nastavení parametrů jednotlivých adaptivních algoritmů.

8 Realizace praktické části

Měření vlivu jednotlivých adaptivních algoritmů probíhalo na technologii VLC, která byla realizována dvěma světelnými zdroji za různých podmínek. Měření probíhalo na stropním světle Philips Fortimo LED 3000 44W/840 (některé jeho vlastnosti jsou popsány níže, více je obsaženo v příloze) a také na zadním automobilovém světle z automobilu Škoda Octavia III. Při těchto praktických experimentech byly využity tři adaptivní algoritmy LMS, NLMS a QR-RLS. Sledovanými parametry byly E_b/N_0 , MER, EVM a BER. Obecné schéma měření je na obrázku 8.5.

8.1 Použité komponenty

Měření probíhalo na počítači, na kterém běžel software LabVIEW od společnosti National Instrument. V tomto programu byly měřeny již zmíněné čtyři parametry (program měří více parametrů, ale v této práci jsou vyhodnocovány již zmíněné čtyři parametry). Také tu probíhalo nastavování celého měření. Program je umístěn v příloze na CD, jeho principiální blokové schéma je velice podobné programu, který je využit pro simulační účely. Jediná větší odlišnost je ta, že jsou použity i bloky pro komunikaci se zařízením USRP, jinak jsou využity stejné bloky.

Dále byla v tomto měření použita dvě zařízení USRP (Universal Software Radio Peripheral), výkonový zesilovač, Bias Tee, optický fotodetektor a samozřejmě již zmíněná světla. Ještě byly použity některé další komponenty, ale jelikož byly použity jen ve specifických případech, tak budou popsány níže u příslušných měření.

8.1.1 Program pro realizaci praktické části - čelní panel

Na obrázku 8.1 lze vidět čelní panel programu používaného pro tato měření. Na čelním panelu je vyznačeno pět bloků. Blok označený číslem jedna slouží k nastavení parametrů signálu, modulační, pro nastavení IP adres pro komunikaci se zařízeními USRP a také pro nastavení k ukládání dat do souboru. V tomto bloku můžeme měnit nosnou frekvenci, šířku pásma, počet přenášených symbolů (počet symbolů zprávy), modulaci M-QAM a vysílací filtr.

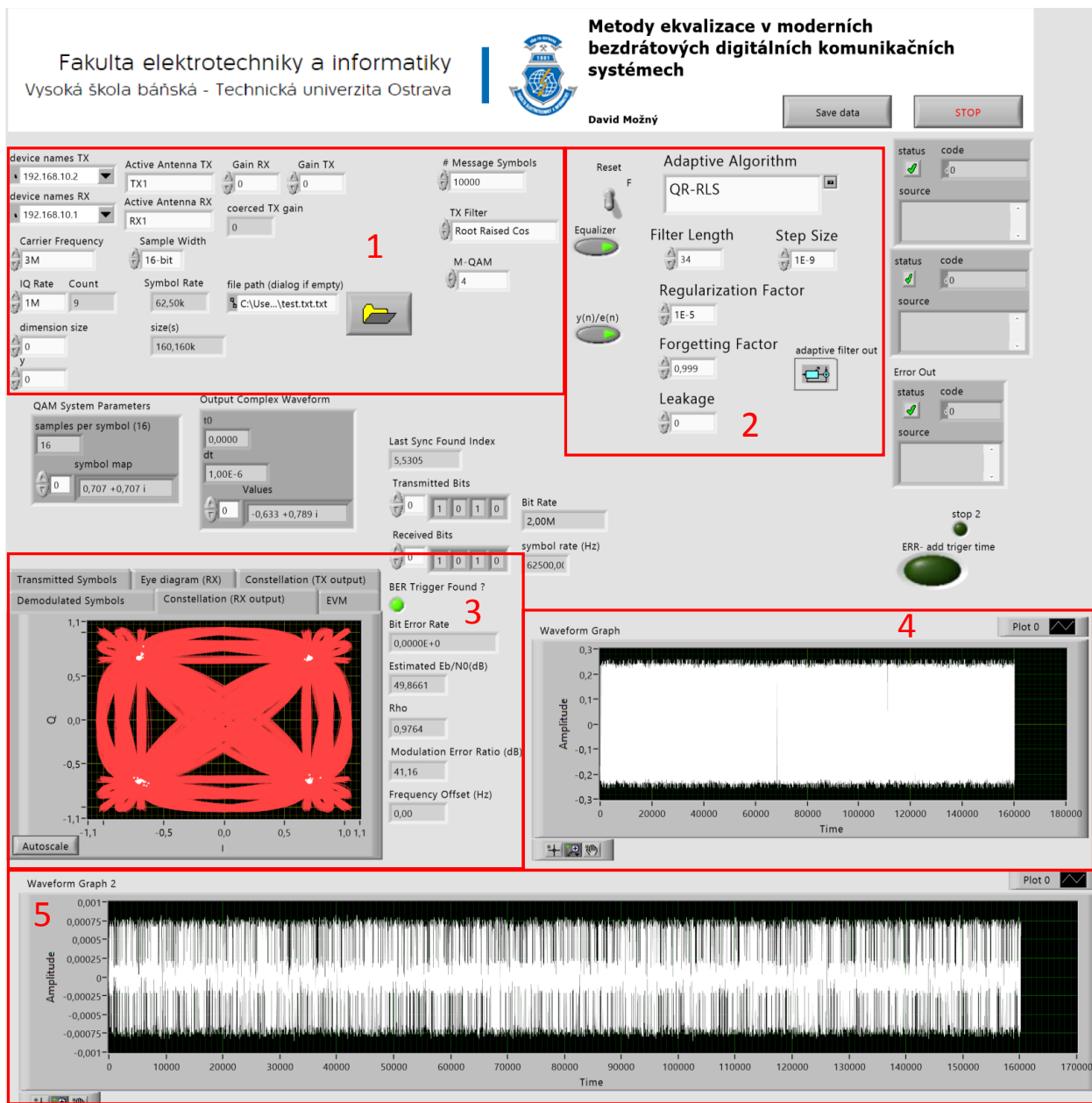
V bloku číslo dva jsou ovládací prvky pro nastavování parametrů ekvalizace. Parametry Regularization Factor a Leakage byly po celou dobu měření nastaveny na výchozí hodnoty (tj. $1 \text{ E-}5$ a 0). Faktor zapomínání byl nastaven na 0,999.

Blok číslo tři obsahuje měřené parametry a vektorové diagramy.

Bloky číslo čtyři a pět zobrazují časový průběh na vysílači respektive na přijímači.

Blokový diagram je velice podobný simulačnímu programu, jsou využity stejné bloky, jen navíc byly použity bloky pro komunikaci s USRP.

Trénovací sekvence adaptivního algoritmu byla shodná s vysílanými daty (1:1), účelem této práce nebylo zkoumání vlivu délky trénovací sekvence, ale porovnání jednotlivých adaptivních algoritmů.



Obrázek 8.1: Čelní panel programu, ve kterém probíhalo měření.

8.1.2 USRP

Zařízení USRP (obrázek 8.2) spadá do skupiny softwarově definovaného rádia. Softwarově definované rádio je univerzální technologie, která umožňuje široké použití, které je omezeno pouze vlastnostmi hardwaru a námi napsaným programem.

Toto zařízení je především určeno pro oblast výzkumu a testování, ale lze tento hardware využít i pro amatérské účely.

Pro většinu aplikací je nutné mít k USRP připojen počítač, na kterém je spuštěn příslušný

software. Připojení k počítači je možno provést přes UTP kabel (takto bylo připojeno zařízení při realizaci této diplomové práce), existují i novější verze, kde se připojení provádí pomocí USB.

Zařízení použité při měření obsahuje dva konektory, pro připojení antén (případně kabelů), jedná se o SMA konektory, které slouží jako vysílací, nebo přijímací část. Obsahuje také napájecí konektor 6V (DC), 3A. Ethernetový port pro propojení s počítačem. K dispozici jsou také další dva SMA konektory REF IN (vstup pro externí hodiny oscilátoru) a PPS IN (vstup pro referenční časový signál). Další konektor, kterým je toto zařízení vybaveno je MIMO rozšíření, tento konektor je pro propojení dvou dvou USRP zařízení. Také je toto zařízení vybaveno indikačními diodami, které signalizují různé funkce a stav zařízení.

Toto zařízení bylo původně vyvinuto společností Ettus, v současné době spadá pod National Instrument.

Podporuje běh programů napsaných v softwaru LabVIEW. Jsou podporovány různé knihovny, při realizaci měření byly využity 2 knihovny. Konkrétně se jednalo o Digital Filter Design Toolkit a Modulation Toolkit.

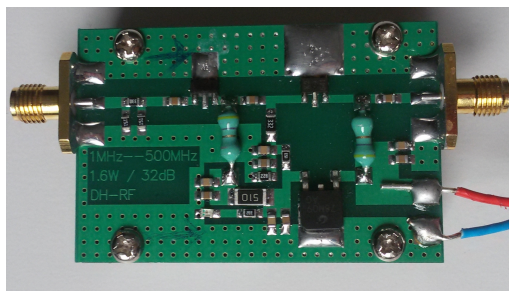


Obrázek 8.2: USRP, které bylo využíváno při měření.

V USRP, která byla použita při praktickém vypracování této diplomové práce, nebyly využity základní desky obsažené v modelu NI USRP-2921, ale byly použity jiné desky od společnosti Ettus. Využití jiných desek je dáno nosnou frekvencí (3 MHz), proto nešlo použít původní základní desky (ty pracují v oblasti 2,4 - 2,5 GHz a 4,9 - 5,9 GHz). Jedna z nových desek byla pro vysílání (LFTX Daughterboard 0-30 MHz Tx) a druhá pro příjem (LFRX Daughterboard 0-30 MHz Rx). Jak vidno z názvu obě desky jsou využitelné do 30 MHz. Více informací v [35].

8.1.3 Výkonový zesilovač

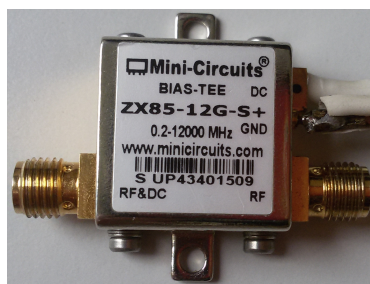
Zesilovač, který byl použit, byl napájen stejnosměrným napětím (12 V) . Jeho pracovní rozsah frekvencí je od 1 MHz až do 500 MHz. Zesílení je 32 dBm/ 1,6 W. Tento zesilovač lze vidět na obrázku 8.3.



Obrázek 8.3: Výkonový zesilovač.

8.1.4 Bias Tee

Jedná se o součtový člen, který nám sčítá stejnosměrnou napájecí složku (vstup DC) a RF složku (vstup RF), která je přivedena z USRP. Stejnosměrná napájecí složka slouží k nastavení pracovního bodu světla. Výsledkem tohoto součtu je kmitající RF signál z USRP kolem stejnosměrné hodnoty napájecího zdroje (výstup RF& DC). Konkrétně se jedná o Bias-Tee ZX85-12G-S+. Tento Bias lze vidět na obrázku 8.4.



Obrázek 8.4: Bias-Tee ZX85-12G-S+.

Pracovní rozsah frekvencí je 0,2 - 12000 MHz. Má nízké vnitřní ztráty, typicky 0,6 dB. Maximální vstupní napětí DC portu je 25 V a maximální proud 400 mA. Impedance zařízení je 50 Ω . Podrobněji v příloze na CD.

8.1.5 Fotodetektor

Fotodetektor použitý při měření byl PDA36A-EC od společnosti Thorlabs. Jedná se o PIN fotodetektor (Si). Vybrané vlastnosti tohoto fotodetektoru ukazuje tabulka 8.1. Celá specifikace je uvedena v příloze. Při zesílení 10 dB, které bylo použito při celém měření, je šířka pásma fotodetektoru 5,5 MHz.

8.2 Konfigurace měření

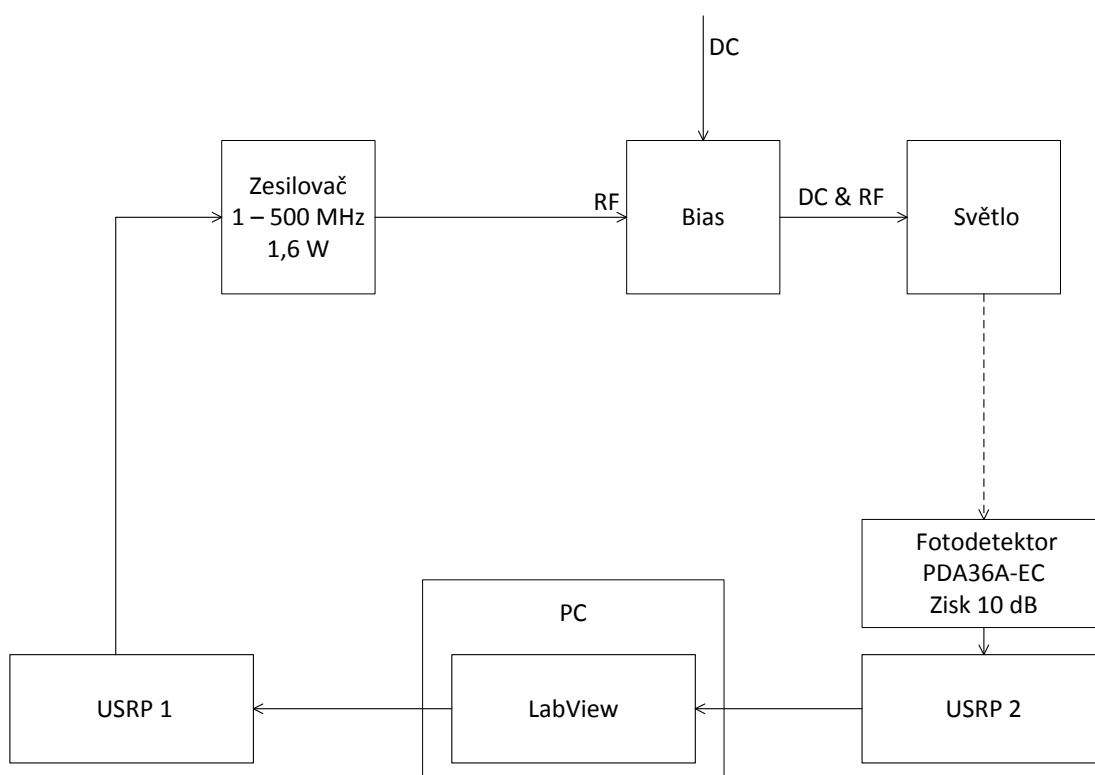
Nastavení měření bylo následující. Nosná frekvence byla nastavena na 3 MHz a šířka pásma byla od 1 MHz do 4 MHz s krokem 1 MHz. Šířka pásma 3 MHz byla ve skutečnosti 3,0303 MHz.

| PDA36A-EC | |
|-----------------------|------------------------------------|
| Rozsah vlnových délek | 350 - 1100 nm |
| Aktivní plocha | 3,6 x 3,6 mm (13 mm ²) |
| Zesílení | 0 - 70 dB, krok 10 dB |

Tabulka 8.1: PDA36A-EC

Tato hodnota je dána vlastnostmi USRP, které má pevně předdefinované šířky pásma, které jdou nastavit. Počet přenášených symbolů byl 10000.

Schéma měření ukazuje obrázek 8.5.



Obrázek 8.5: Schéma zapojení.

8.3 Realizace měření na stropním světle

Měření probíhalo v učebně EB205 (budova FEI) na podhledovém svítidle Philips Fortimo LED 3000 44W/840. Toto světlo bylo umístěno na stropě.

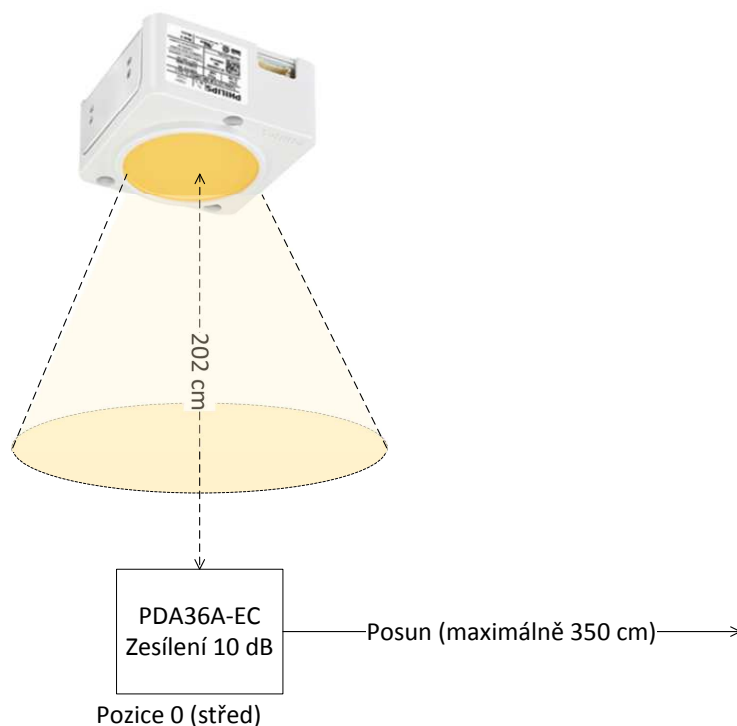
Jeden z důvodů, proč probíhalo měření na tomto typu světla je ten, že tyto LED světla jsou na chodbách FEI. Proto by i v budoucnu mohl na FEI probíhat experimentální provoz komunikace využívající technologii VLC.

Vybrané parametry tohoto světla ukazuje tabulka 8.2. Více lze nalézt v příloze.

| Philips Fortimo LED 3000 44W/840 | |
|----------------------------------|-------------|
| Světelný tok | 3000 lm |
| Příkon | 46 W |
| Napětí | 220 - 240 V |
| Účinnost | 68 lm/W |

Tabulka 8.2: Vybrané vlastnosti stropního světla Philips Fortimo LED 3000 44W/840.

Fotodetektor byl umístěn na vozíku, abychom mohli měnit polohu detektoru, ale vždy do-
drželi stejnou výšku. Principiální schéma je na obrázku 8.6.



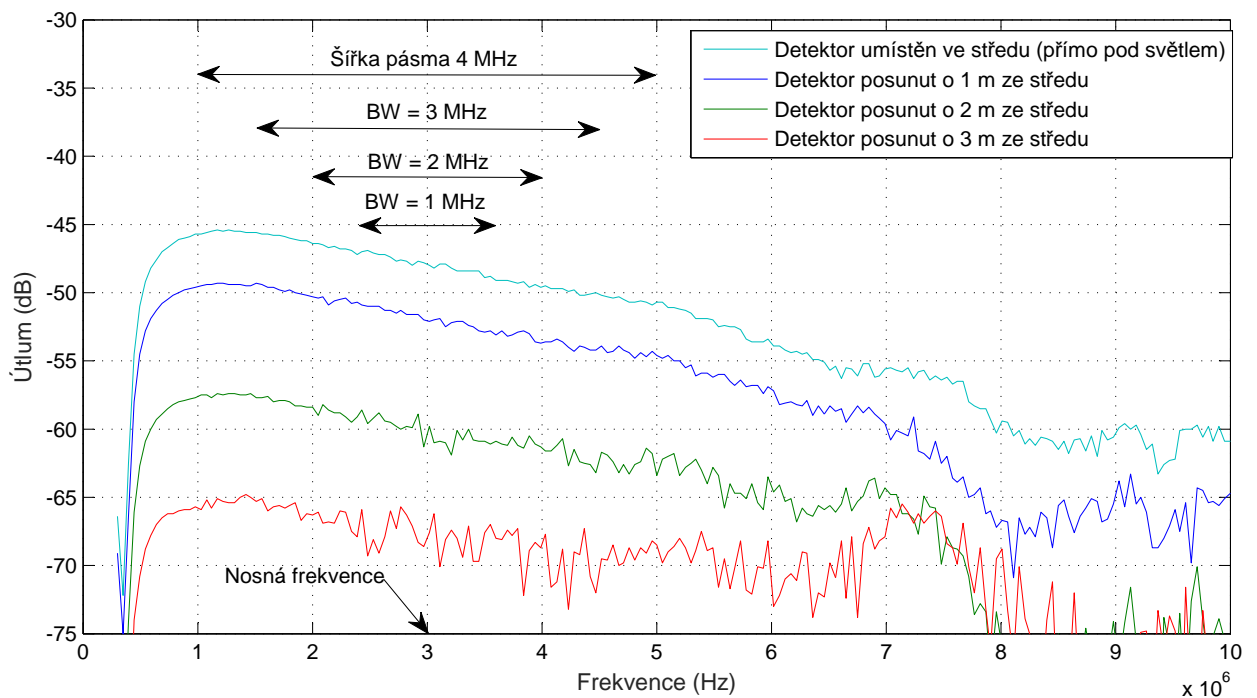
Obrázek 8.6: Schéma měření stropního světla.

Měření probíhalo pouze v jedné ose do maximální vzdálenosti 350 cm, tato vzdálenost je velikost posunu od středu vyzářeného světelného kužele. Měření probíhalo pouze v jednom směru, vyzářovaný světelný kužel je symetrický (vyzařování je stejné do všech směrů), proto nemělo smysl měřit i v ostatních směrech. Tudíž naměřené hodnoty pro posun v jednom směru platí pro všechny směry (vyzkoušeno pro i pro posun do jiného směru).

Pomocí síťového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVB4, byla změřena útlumová frekvenční charakteristiku celého komunikačního řetězce (obrázek 8.7). Tato útlumová frekvenční charakteristika je měřena proti referenci, která se nastaví při propojení vstupu a výstupu analyzátoru.

Po změření této charakteristiky bylo rozhodnuto, že měření bude probíhat na frekvenci 3 MHz, i s ohledem na co možná největší použitelnou šířku pásma.

Dále v obrázku 8.7 vidíme i útlumové frekvenční charakteristiky pro posun detektoru od středu vyzářeného světelného kužele. Jednotlivá posunutí jsou 1, 2 a 3 metry. Lze si všimnout, jak se zvyšuje útlum, když se vzdalujeme od středu, což je zcela logické.



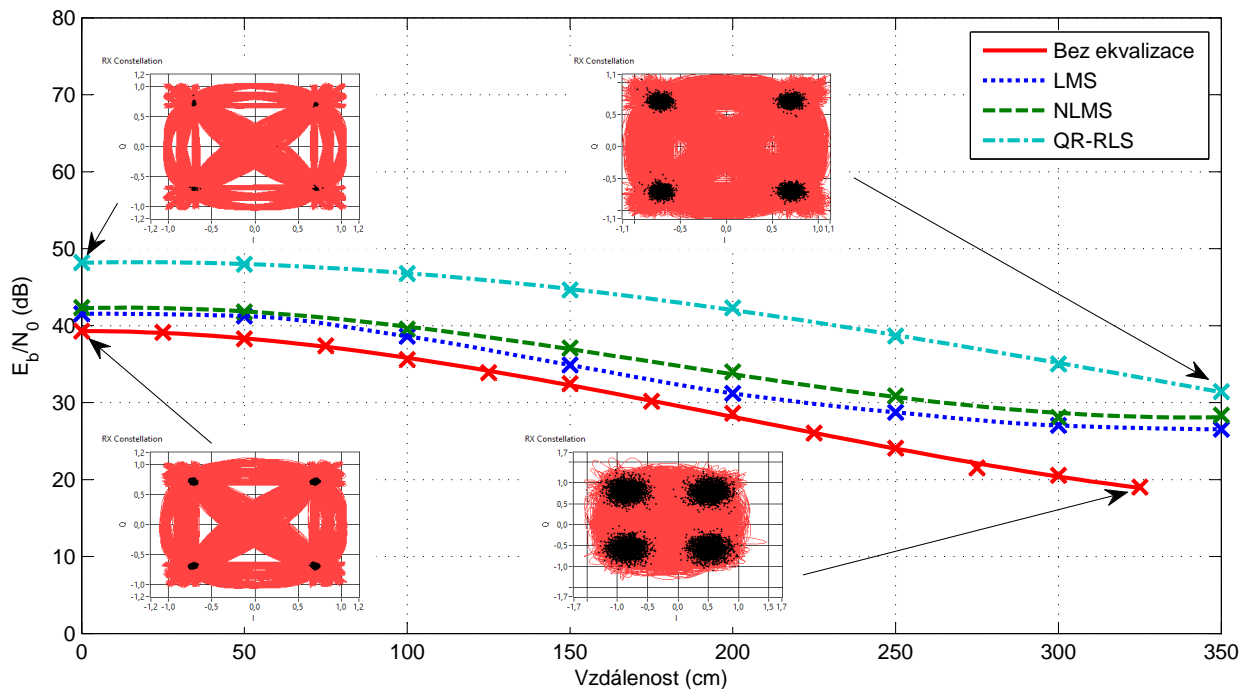
Obrázek 8.7: Útlumová frekvenční charakteristika celého komunikačního řetězce při použití světelného zdroje Philips Fortimo LED 3000 44W/840, při vzdálenosti 202 cm mezi zdrojem a fotodetektozem.

Porovnání závislosti parametru E_b/N_0 na vzdálenosti a použitým adaptivním algoritmu (při modulaci 4QAM a šířce pásma 1 MHz a 4 MHz), nám poskytují obrázky 8.8 a 8.9. Na těchto obrázcích si můžeme všimnout, že adaptivní algoritmus QR-RLS vykazuje nejlepší výsledky zvýšení parametru E_b/N_0 (ve srovnání se stavem bez ekvalizace) o 9 dB při nulovém posunu a 11 dB při posunu 300 cm. Adaptivní algoritmy LMS (zlepšení o 2 dB při nulovém posunu a o 7

dB při posunu o 300 cm) a NLMS (zlepšení o 3 dB při nulovém posunu a o 8 dB při posunu o 300 cm) dosahují velice podobných výsledků, ovšem o něco lépe je na tom NLMS, který zlepšuje měřený parametr přibližně o 1 až 2 dB více než LMS. Z výše popsanych hodnot vychází případ bez ekvalizace jasně nejhůře.

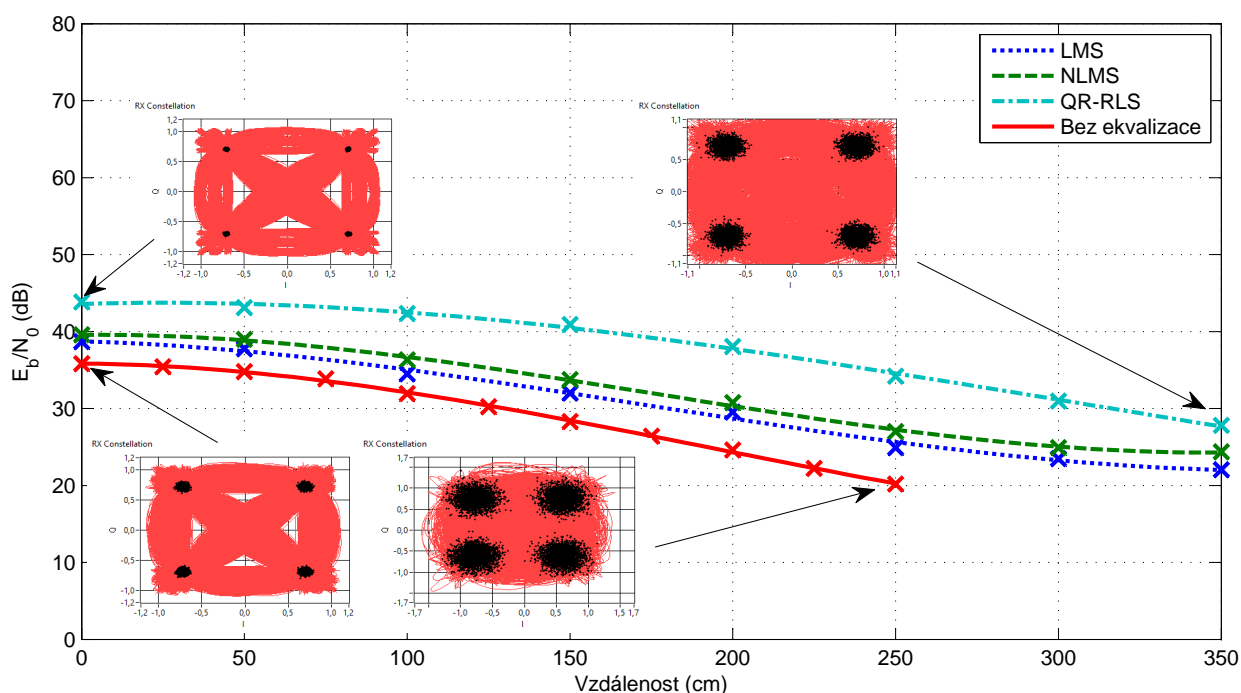
V těchto obrázcích jsou pro představu vyznačeny konstelační digramy pro případ bez ekvalizace a pro použití QR-RLS. Pro každý z těchto případů jsou vyznačeny dva konstelační diagramy. Vždy pro výchozí bod (nulové posunutí, střed) a pro koncový bod, tj. maximální bod měření. Pro QR-RLS je to 350 cm, pro případ bez ekvalizace 325 cm.

Při porovnání obrázku 8.8 a 8.9 mezi sebou, vidíme, že s vyšší šířkou pásma dochází ke zhoršení parametru E_b/N_0 (a tedy zhoršení měřených parametrů). V tomto případě se parametr E_b/N_0 zhorší o 4 dB pro všechny adaptivní algoritmy i pro stav bez ekvalizace. Zvětšením šířky pásma dosáhneme vyšší přenosové rychlosti při zachování stejného modulačního formátu. V případě 4QAM a šířce pásma 1 MHz je maximální teoretická přenosová rychlost 4 Mbit/s. Pokud zvýšíme šířku pásma na dvojnásobek (tedy na 2 MHz), zvýší se nám i maximální teoretická přenosová rychlost na dvojnásobek. Pokud bychom použili šířku pásma 4 MHz, je maximální přenosová rychlost pro 4QAM 16 Mbit/s.



Obrázek 8.8: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 1 MHz, 4QAM.

Na obrázcích 8.10 a 8.11 můžeme vidět porovnání parametrů BER a EVM (grafy MER jsou v příloze na CD). Bitová chybovost je zobrazena pro šířku pásma 1 MHz a modulační formáty 4 - 32QAM. V tomto grafu nejsou zobrazeny některé průběhy (respektive kopíruj



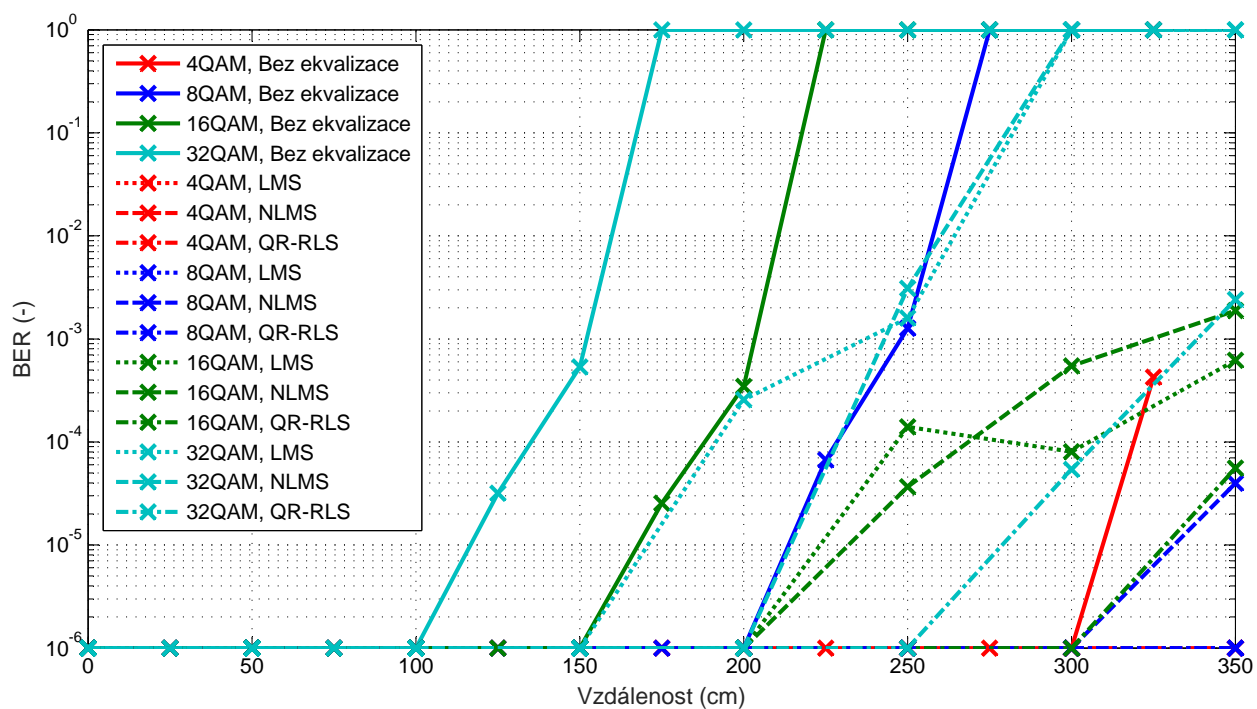
Obrázek 8.9: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 4 MHz, 4QAM.

vodorovnou osu, jejich bitová chybovost je mimo rozsah měření), a to zejména pro modulaci 4QAM při použití adaptivních algoritmů, kde naměřená bitová chybovost byla nulová (způsobeno omezeným rozsahem - omezený počet symbolů, omezený rozsah měřitelné bitové chybovosti, který je dán počtem přenášených symbolů). Modulované signály na něž nebyla použita ekvalizace vykazují vyšší chybovost. Při porovnání 32QAM zjistíme, že pokud použijeme adaptivní algoritmus QR-RLS, tak i při posunu o 300 cm naměříme BER v řádu $E-5$. Pokud nepoužijeme ekvalizaci dosáhneme vzdálenosti 150 cm s BER v řádu $E-4$. Pokud bychom chtěli dosáhnout vzdálenosti 300 cm bez použití ekvalizace musíme použít modulaci 4 QAM. Kdy na vzdálenosti 300 cm je chybovost tak malá, že je pro nás neměřitelná, ale na vzdálenosti 325 cm je BER již v řádu $E-4$, tato vzdálenost je dosažitelná pouze pro šířku pásma 1 MHz (bez ekvalizace). Vlivem zvyšující se šířky pásma se snižuje odstup signálu od šumu a tím i dosažitelná vzdálenost.

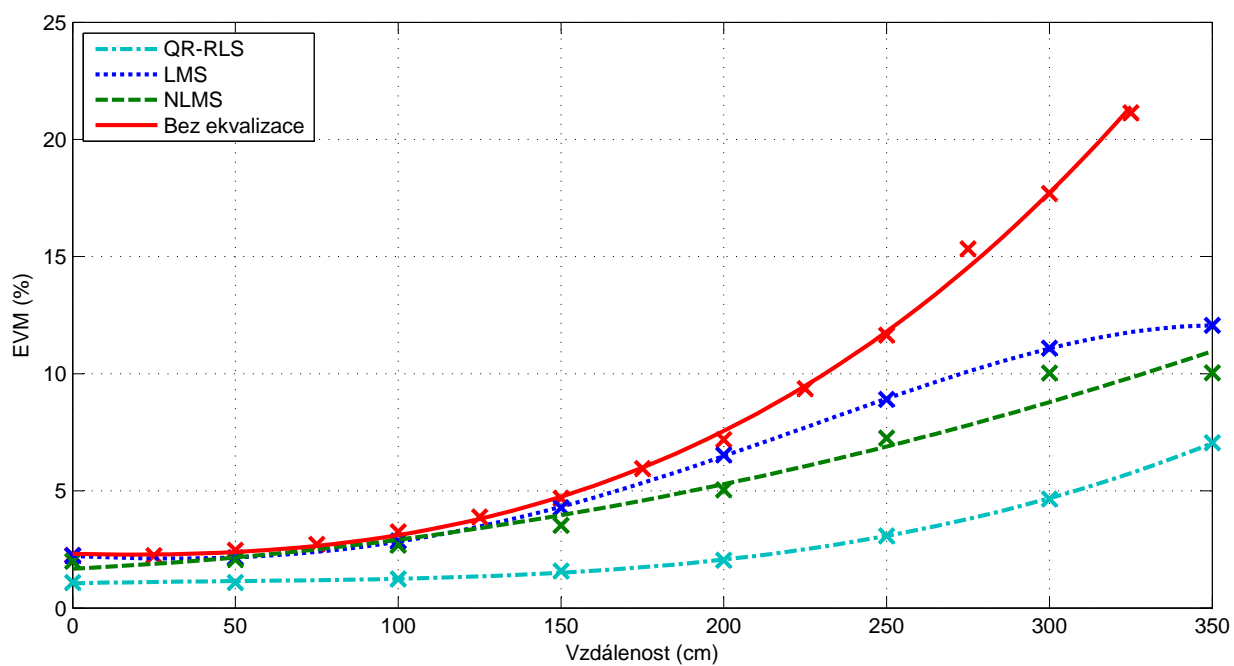
Pokud porovnáme EVM (obrázek 8.11) zjistíme, že nejlépe vychází adaptivní algoritmus QR-RLS, který zlepšuje EVM o 1,14 % při nulovém posunutí a o 10 % při posunutí o 3 m. Zbylé dva adaptivní algoritmy opět poskytují velmi podobné výsledky, LMS zlepšuje tento parametr o 0,02 % při nulovém posunutí a o 5 % při posunutí o 300 cm, NLMS zlepšuje EVM o 0,25 % při nulovém posunutí a o 7 % při posunutí o 3 m.

Všechny zmíněné grafy ukazují, že jako nejlepší adaptivní algoritmus se jeví QR-RLS, který nejvíce vylepšuje měřené parametry. Poté následují NLMS a LMS, které dosahují velmi podobných výsledků.

Nastavení jednotlivých parametrů ekvalizérů stejně jako naměřené hodnoty a (ostatní) grafy najdeme v příloze.



Obrázek 8.10: Závislost BER na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 1 MHz, 4-32QAM.



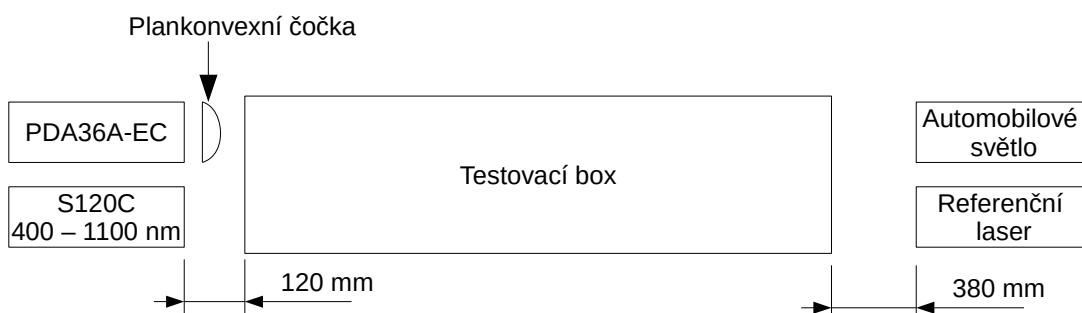
Obrázek 8.11: Závislost EVM na vzdálenosti a na použitém adaptivním algoritmu, šířka pásma 1 MHz, 4QAM.

8.4 Realizace měření na automobilovém světle

Měření probíhalo na zadním automobilovém světle z vozu Škoda Octavia III (obrázek 8.12). Při měření byla použita plankonvexní čočka, abychom světlo lépe nasměrovali na plochu fotodetektoru. Schéma měření je na obrázku 8.13.



Obrázek 8.12: Automobilové světlo (Škoda Octavia III) na kterém probíhala měření.

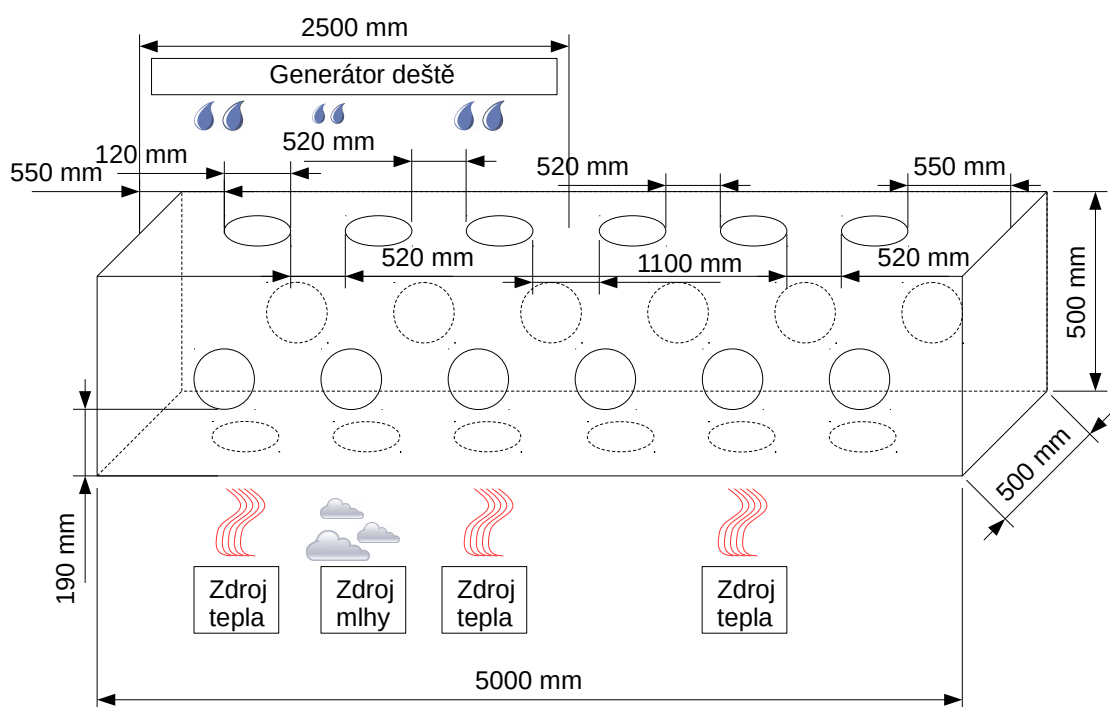


Obrázek 8.13: Schéma měření na brzdovém světle.

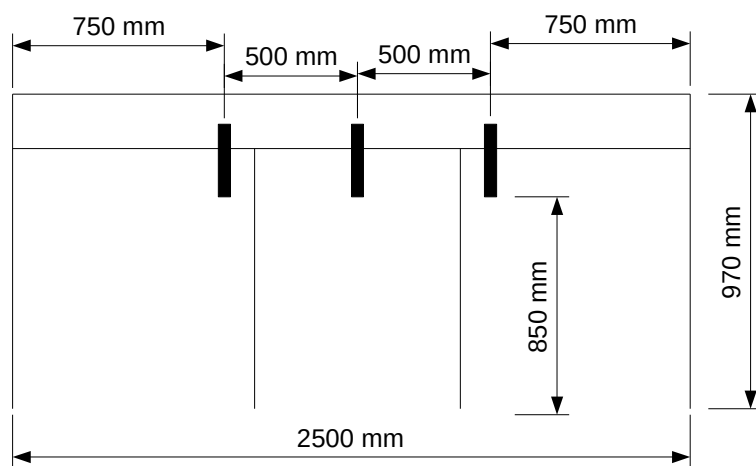
Velikost boxu je následující, délka 5 m, šířka a výška 50 cm. Schéma boxu lze vidět na obrázku 8.14. Na tomto obrázku je také znázorněno umístění jednotlivých přípravků a pomůcek pro jednotlivá měření. Pro měření vlivu teplotních turbulencí byly využity tři tepelné zdroje jejich umístění je názorně ukázáno, stejně jako umístění generátoru mlhy a generátoru deště. Pro měření deště bylo potřeba do boxu vložit přípravek, který simuloval dešť. Tento přípravek měl jen 2,5 metru (zabíral pouze polovinu boxu) a je zobrazen na obrázku 8.15 (černé obdélníčky představují jednotlivé trysky).

První měření na automobilovém světle probíhala v prázdném boxu, pro stanovení reference. Jako první bod tohoto měření bylo změření útlumové frekvenční charakteristiky a určení nosné frekvence. Nosnou frekvenci jsme zvolili stejnou jako u měření na stropním světle, tedy 3 MHz.

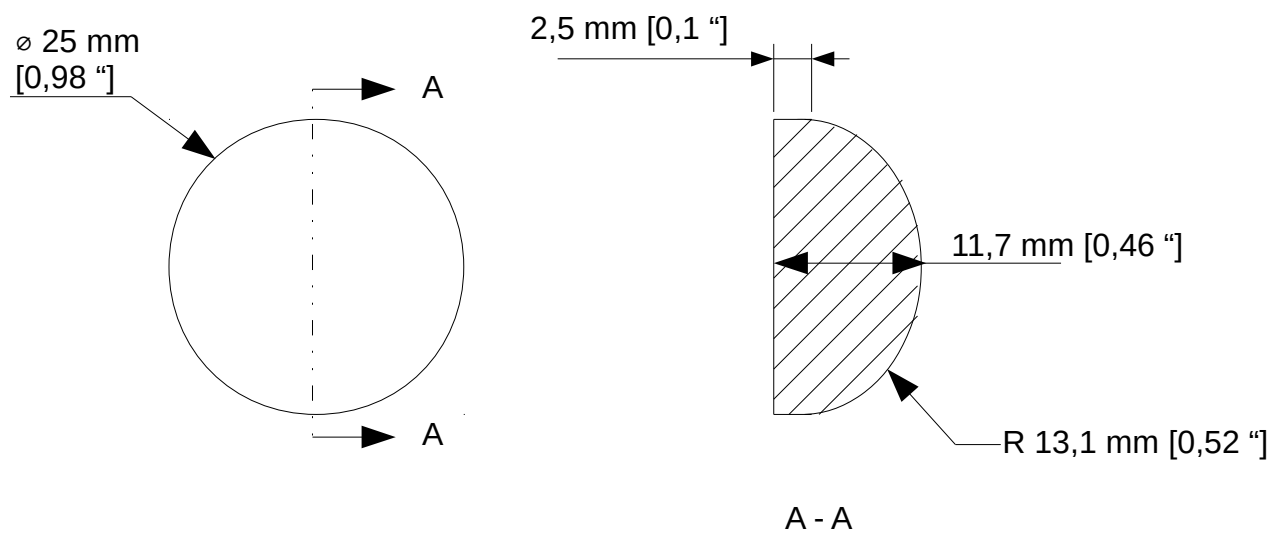
8.4.0.1 Plankonvexní čočka Je spojka, která směřuje dopadající záření do ohniska. Konkrétně se jedná o Thorlabs N-BK7 Plano-Convex Lens s průměrem 25 mm a ohniskovou vzdáleností 25,4 mm. Čočka je na přední straně (místo, kde dopadá světlo) vypuklá, na zadní straně je rovinná. Zobrazení čočky je na obrázku 8.16. Více v [30]



Obrázek 8.14: Schéma a rozměry boxu, ve kterém probíhala měření.



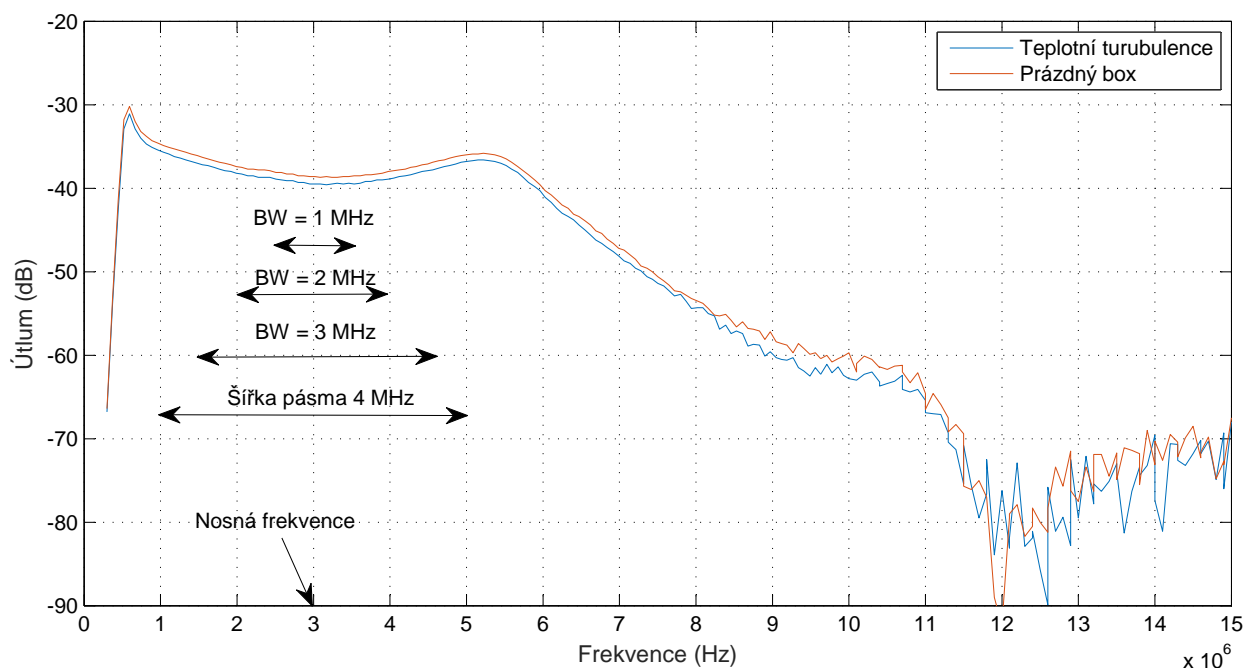
Obrázek 8.15: Náčrso přípravku pro generaci deště.



Obrázek 8.16: Plankonvexní čočka Thorlabs N-BK7.

8.4.1 Měření vlivu teplotních turbulencí na VLC

Při měření teplotních turbulencí, byly využity tři elektrické ohřívače vzduchu umístěné pod boxem v definovaných vzdálenostech. Box byl v tomto případě beze dna a na horní straně měl otevřené průduchy, dále také bylo otevřené okno, abychom docílili větších teplotních turbulencí. Teplota v boxu byla různorodá, pohybovala se v rozmezí mezi 40 a 50 °C (vyšší teplota nad tepelným zdrojem). Porovnání útlumových charakteristik teplotních turbulencí a prázdného boxu je na obrázku 8.17. Vidíme, že teplotní turbulence zvyšují útlum, ale jen nepatrně, přibližně o 1 až 2 dB v rozsahu frekvencí ve kterých probíhala měření.



Obrázek 8.17: Útlumová frekvenční charakteristika pro brzdové světlo, porovnání prázdného boxu a teplotních turbulencí.

Porovnání měřených parametrů a jednotlivých adaptivních ekvalizérů, při teplotních turbulencích a při prázdném boxu, je na obrázcích 8.18 (tento graf obsahuje i modulace, u kterých byla bitová chybovost neměřitelná, ty jsou znázorněny hodnotou 1 E-6 - hodnota mimo měřitelný rozsah), 8.19 a 8.20.

U modulace 8QAM a parametru EVM je rozdíl mezi teplotními turbulencemi a normálním stavem (stav bez teplotních turbulencí - prázdný box) v jednotkách desetin procenta. Adaptivní algoritmus QR-RLS vylepšuje hodnotu EVM téměř o 2 % (v porovnání se stavem bez ekvalizace), zbylé dva adaptivní algoritmy vylepšují EVM jen asi 0,5 %. U 1024QAM je rozdíl mezi teplotními turbulencemi a normálním stavem v desetinách až jednotkách procent. U QR-RLS je rozdíl mezi teplotními turbulencemi a normálním stavem jen jedna setina procenta, u případu bez ekvalizace

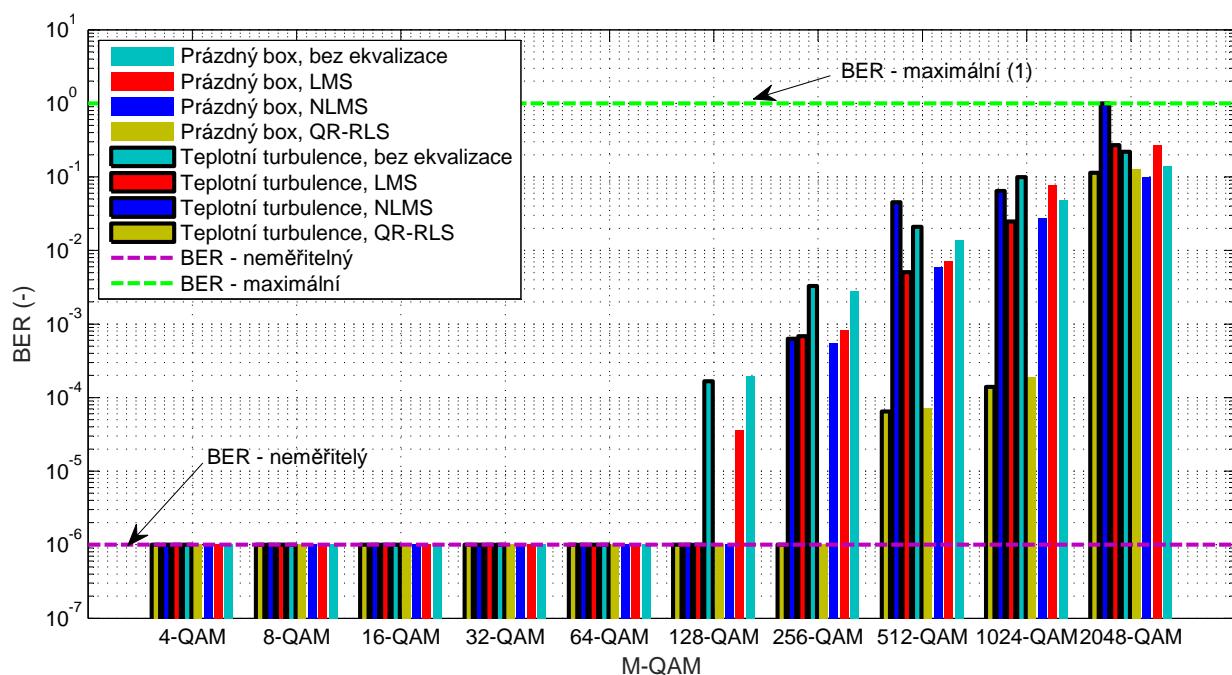
je rozdíl dvojnásobný (u teplotních turbulencí dvojnásobná hodnota hodnota parametru EVM, jak u normálního stavu).

Pokud porovnáme parametr E_b/N_0 u 8QAM, zjistíme, že QR-RLS vylepšuje tento parametr přibližně o 9 dB (v porovnání se stavem bez ekvalizace). Adaptivní algoritmy LMS a NLMS vylepšují tento parametr přibližně o 2 až 3 dB (ve srovnání s normálním stavem). Rozdíl mezi teplotními turbulencemi a normálním stavem je v desetinách dB. U 1024QAM poskytuje QR-RLS vylepšení (proti případu bez ekvalizace) tohoto parametru přibližně o 14 dB při normálním stavu a o 18 dB při teplotních turbulencích, LMS a NLMS zvyšují E_b/N_0 přibližně o 3 až o 4 dB při teplotních turbulencích. Při normálním stavu jsou hodnoty E_b/N_0 naměřené při použití LMS, NLMS, nebo bez použití ekvalizéru téměř shodné s normálním stavem, liší se jen v desetinách dB.

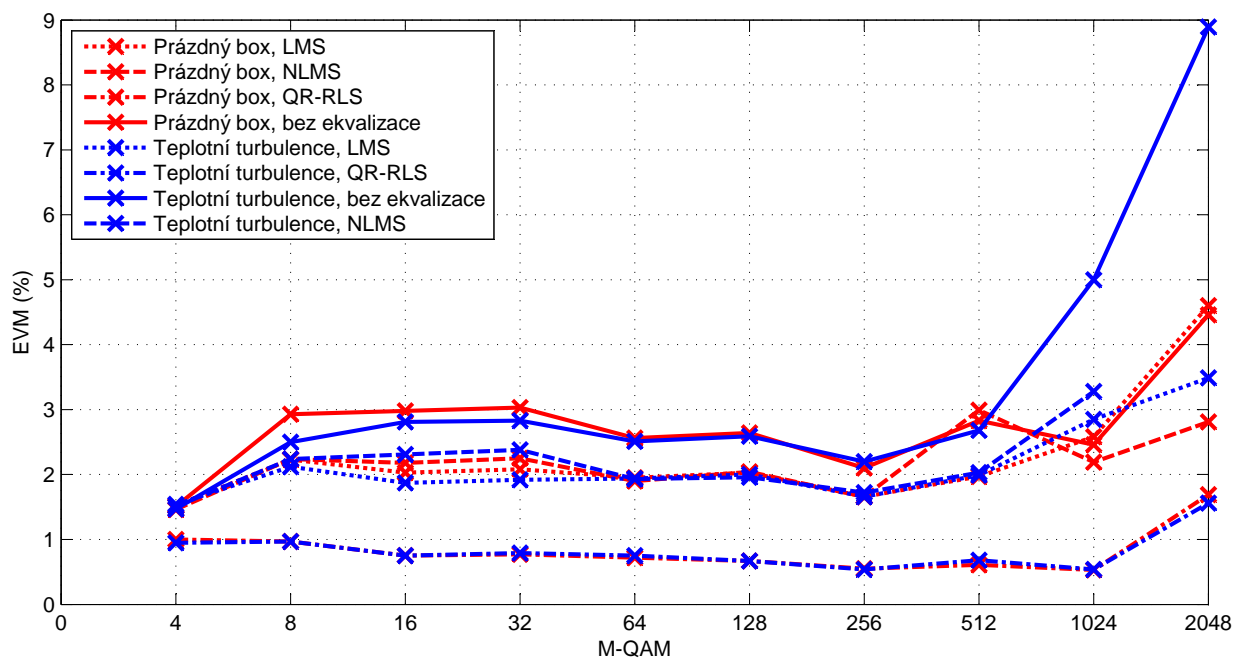
Také si můžeme všimnout, že ekvalizéry (LMS a NLMS) v některých případech nejsou vhodně nastaveny, například u 128QAM, kdy při prázdném boxu (při žádném negativně působícím jevu) je BER v řádu $E-5$, zatímco v při teplotních turbulencích je bitová chybovost nulová (neměřitelná) (obrázek 8.20). Veškeré nastavení parametrů ekvalizérů je v příloze.

Jak již bylo zmíněno výše, teplotní turbulence mají malý vliv na měřené parametry. Tyto parametry se více zhoršují až u vyšších modulací (snížení odstupů od šumu má větší vliv na vyšší modulace). Nejlépe se u tohoto měření jeví adaptivní algoritmus QR-RLS, kdy i při 1024QAM, je u tohoto algoritmu bitová chybovost v řádu na 10^{-4} , zatímco u ostatních je přibližně o 2 řády vyšší.

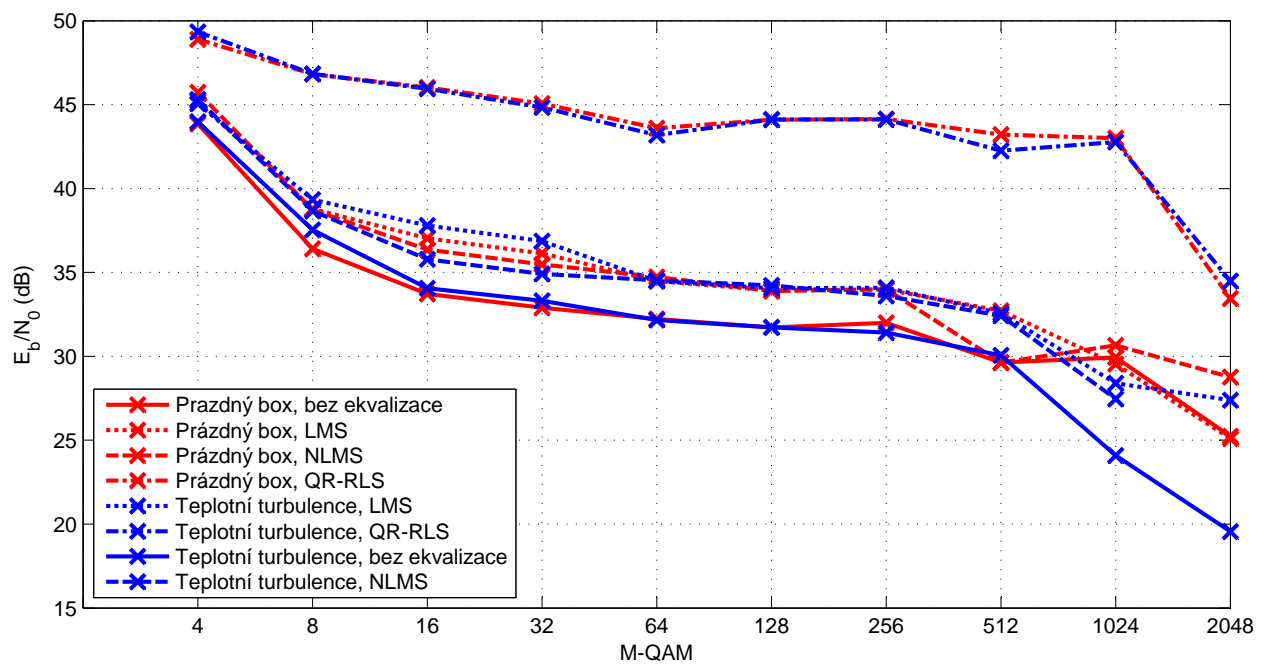
Kompletní přehled můžou nabídnout grafy a tabulky, které jsou umístěné v příloze.



Obrázek 8.18: Závislost BER na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, porovnání vlivu teplotních turbulencí.



Obrázek 8.19: Závislost EVM na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, porovnání vlivu teplotních turbulencí.



Obrázek 8.20: Závislost E_b/N_0 na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, porovnání vlivu teplotních turbulencí.

8.4.2 Měření vlivu deště na VLC

Měření vlivu deště na komunikaci založené na technologii VLC probíhala v boxu následujícím způsobem. Do boxu o celkové délce 5 metrů byl vložen přípravek pro simulaci deště, jehož délka je 2,5 m. Byly zvoleny dva průtoky (42 l/min a 22 l/min). Tyto průtoky představují různou intenzitu deště, vyšší průtok představuje vyšší intenzitu deště. Tento průtok byl změřen pomocí speciálního programu napsaného v LabVIEW.

V grafech je uváděn průtok 42 l nebo 22 l, je samozřejmě myšleno 42 l/min (22 l/min).

Při měření byla vsunuta přepážka doprostřed boxu, bylo tak učiněno z důvodu nutnosti cirkulace vody. Jelikož by bez této překážky docházelo k úniku vody do celého boxu a nedocházelo by k návratu vody do nádoby, ze které byla voda čerpadlem vedena do trysek. V případě kdybychom tuto přepážku odstranili, museli bychom vodu neustále dolévat. Porovnání jednotlivých útlumových charakteristik je uvedeno na obrázcích 8.21 a 8.22.

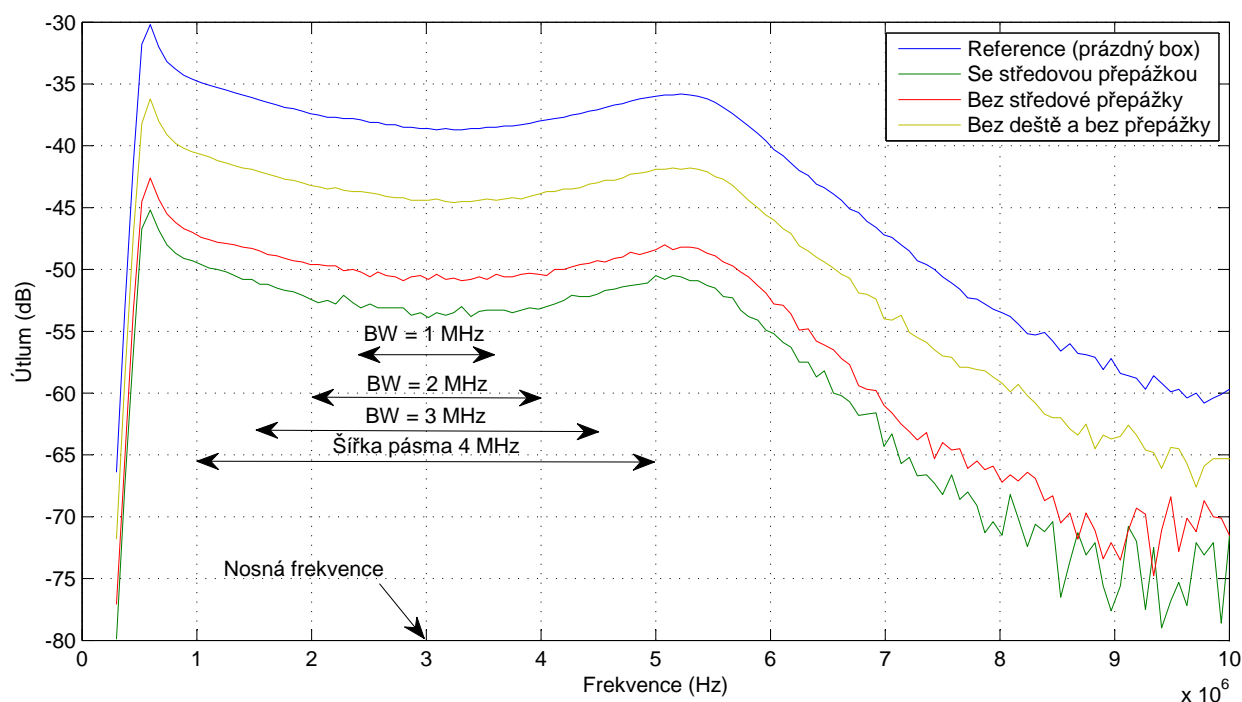
Na těchto obrázcích je i vidět případ, kdy je přepážka odstraněna, toto odstranění bylo provedeno na konci měření. V případě, že odstraníme středovou přepážku, tak se nám sníží útlum (přibližně o 3 dB pro oba průtoky). Vidíme tu i případ, kdy byla změřena útlumová frekvenční charakteristika bez deště a bez středové přepážky, ale s mokrým čelem boxu. Útlum je v tomto případě vyšší přibližně o 4 až 5 dB v porovnání s normálním stavem. V tomto případě je útlum samozřejmě menší než v případě deště. Tento stav (mokrý povrch) může v praxi nastat. Při VLC komunikaci mezi vozidly, si stačí představit situaci po dešti, když již neprší, ale na povrchu světla jsou stále kapky vody.

Pokud porovnáme útlumovou frekvenční charakteristiku normálního stavu a deště se středovou přepážkou, zjistíme že při dešti je útlum vyšší asi o 15 dB při průtoku 42 l/min a asi o 12 dB při průtoku 22 l/min.

V obrázcích 8.23, 8.24 a 8.25 je porovnání jednotlivých parametrů v závislosti na použité modulaci, pro šířku pásma 1 MHz.

Pokud porovnáme vliv deště, zjistíme, že větší průtok více ovlivňuje měření, tento výsledek byl i očekáván. Pokud porovnáme modulaci 256QAM pro jednotlivé možné případy zjistíme, že BER u adaptivního algoritmu QR-RLS je v řádu 10^{-5} pro oba průtoky. Pokud použijeme u této modulace algoritmus LMS vyjde BER v řádu 10^{-3} pro průtok 22 l/min a pro průtok 42 l/min je bitová chybovost v řádu 10^{-2} . Pro adaptivní algoritmus NLMS je BER v řádu 10^{-2} pro oba průtoky. V případě, že nepoužijeme žádnou adaptivní metodu ekvalizace, je BER při průtoku 22 l/min v řádu 10^{-1} , pro průtok 42 l/min je BER rovna jedné.

Pokud porovnáme parametr EVM pro modulaci 256QAM pro šířku pásma (jako v předchozím případě), vyjde nám opět jako nejlepší adaptivní algoritmus QR-RLS, hodnota tohoto parametru při použití QR-RLS se pohybuje kolem 1 % pro oba průtoky. Zatímco u stavu bez ekvalizace je EVM 8,34 % pro průtok 22 l/min, pro průtok 42 l/min nebylo EVM změřeno neboť se rozpadla komunikace. Algoritmy LMS a NLMS také vylepšují tento parametr, ale ne tak výrazně jako QR-RLS. Hodnota EVM při použití LMS je 2,5 % pro průtok 22 l/min a 6 %

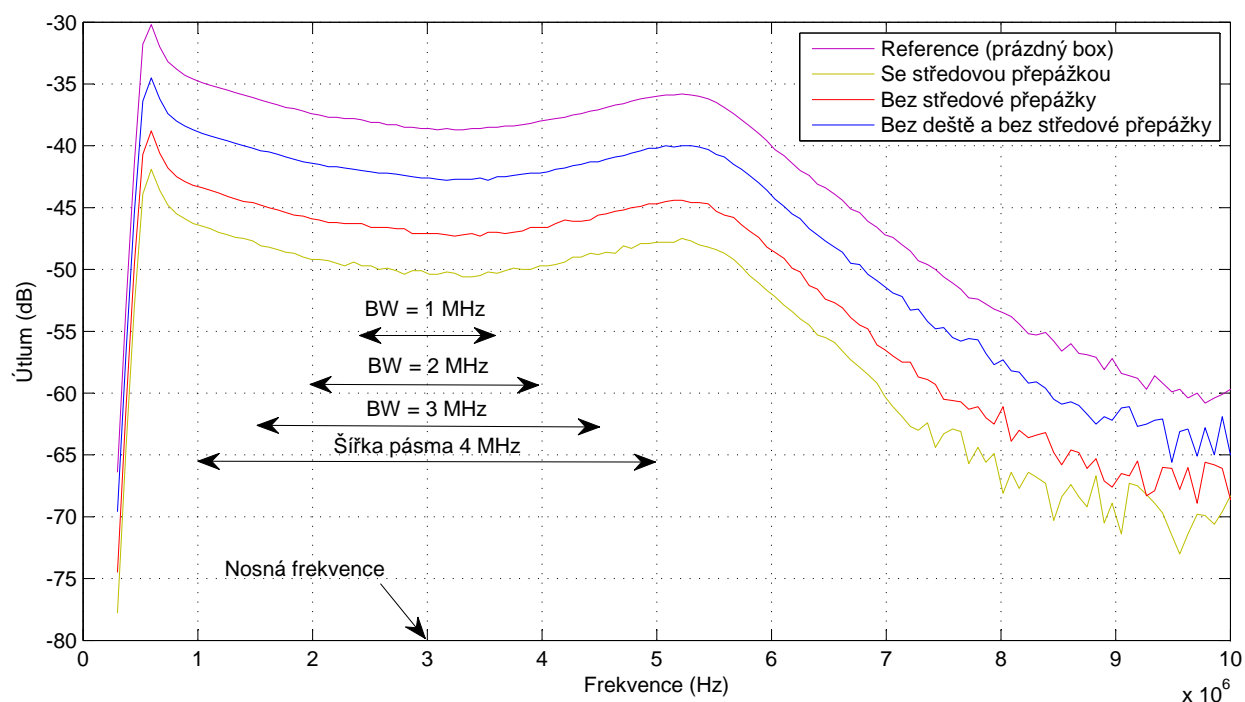


Obrázek 8.21: Útlumová frekvenční charakteristika komunikačního řetězce při simulaci deště s průtokem 42 l/min.

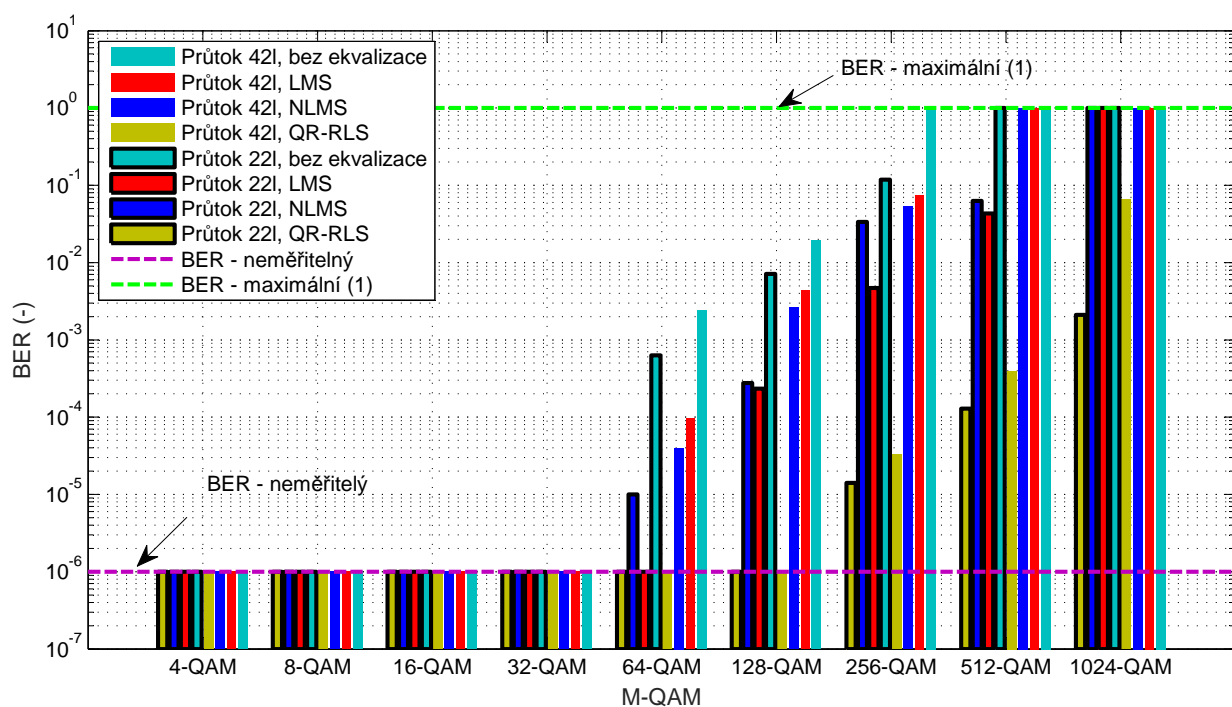
pro průtok 42 l/min. Pokud použijeme NLMS vychází EVM 3,6 % pro průtok 22 l/min a 5,2 % pro průtok 42 l/min.

Co se týká parametru E_b/N_0 i tu vychází nejlépe QR-RLS, neboť zlepšuje tento parametr o 20 dB (ve srovnání se stavem bez ekvalizace) pro průtok 22 l/min. Při průtoku 42 l/min byla naměřena hodnota parametru E_b/N_0 38 dB (při průtoku 22 l/min 40 dB). Při použití LMS byla naměřena hodnota 30 dB pro průtok 22 l/min a 23 dB pro průtok 42 l/min. U algoritmu NLMS byla naměřena hodnota tohoto parametru 28 dB pro průtok 22 l/min a 24 dB pro průtok 42 l/min.

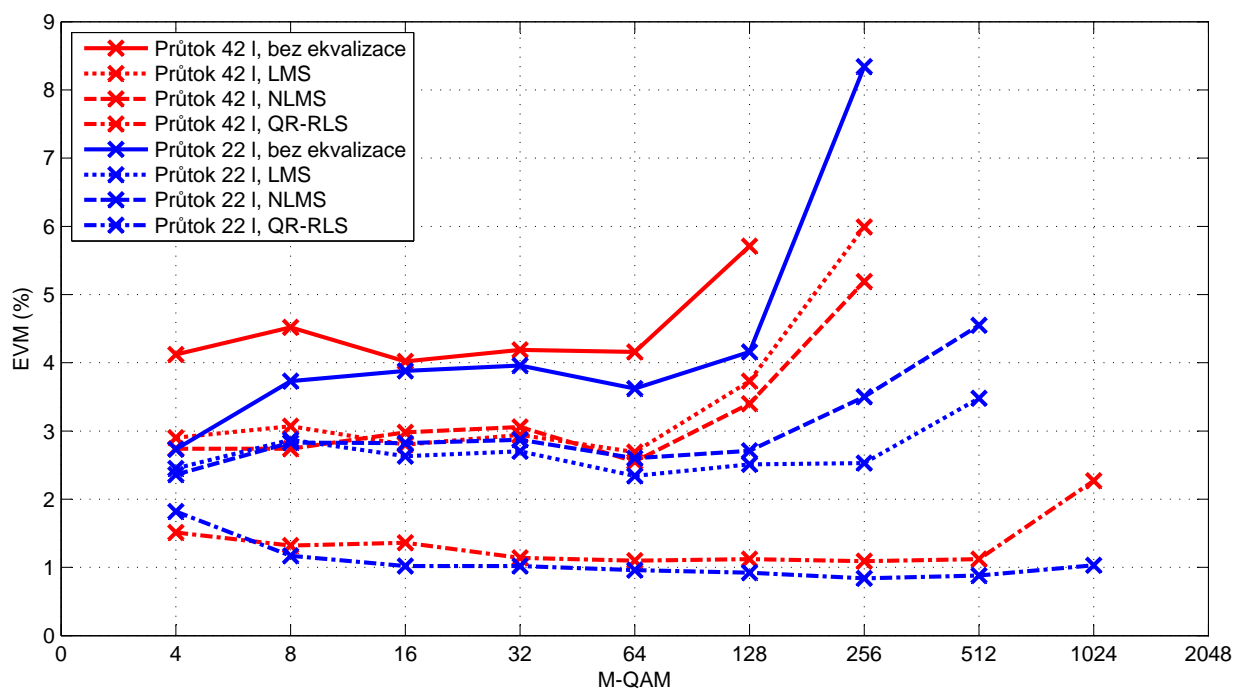
Porovnáním vidíme, že nejhorší je případ bez ekvalizace, nejlépe opět vychází QR-RLS.



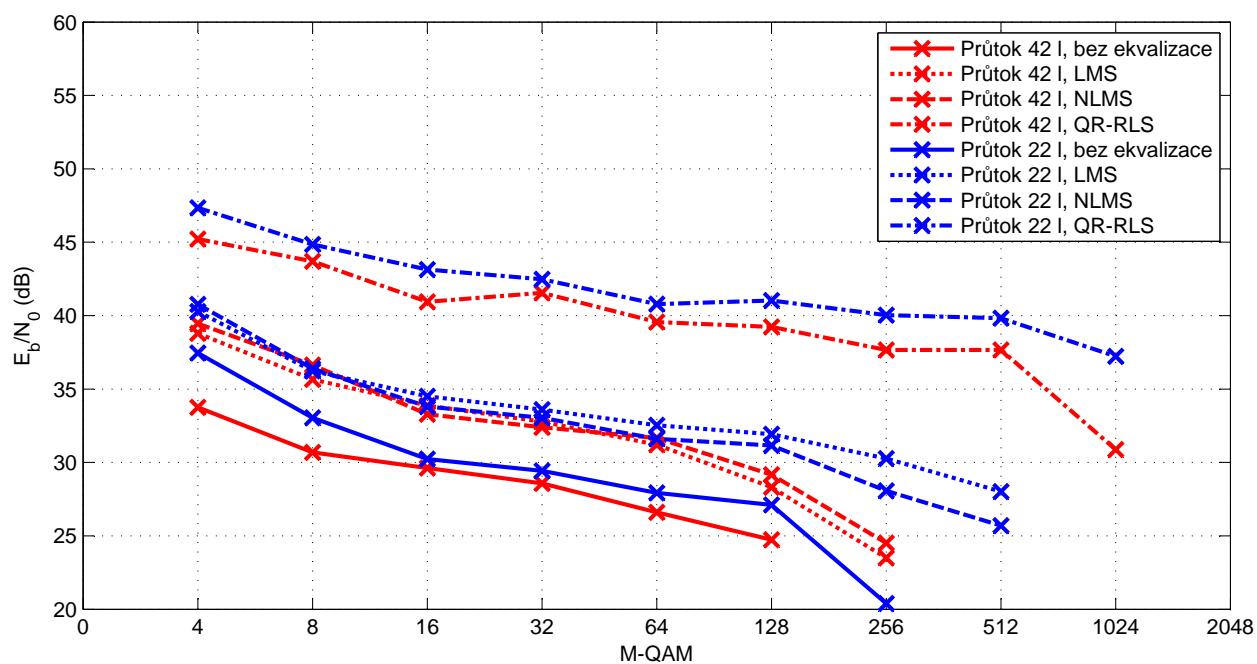
Obrázek 8.22: Útlumová frekvenční charakteristika komunikačního řetězce při simulaci deště s průtokem 22 l/min.



Obrázek 8.23: Závislost BER na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz.



Obrázek 8.24: Závislost EVM na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, déšť.



Obrázek 8.25: Závislost E_b/N_0 na použité modulaci, šířka pásma 1 MHz, déšť.

8.4.3 Měření vlivu mlhy na VLC

Měření vlivu mlhy na komunikaci založenou na technologii VLC probíhalo opět v boxu, ke kterému byl tentokrát připojen přípravek produkující mlhu. Otvary, které má box byly na začátku měření utěsněny, aby nedocházelo k úniku mlhy do prostředí. Postupně byly některé otvory otevřeny, aby došlo k úplnému rozpadu mlhy.

Přípravek pro generování mlhy byl Antari alpha F-80Z (Obrázek 8.26). Jedná se o přístroj, který se normálně používá například v hudebních klubech pro generaci mlhy.



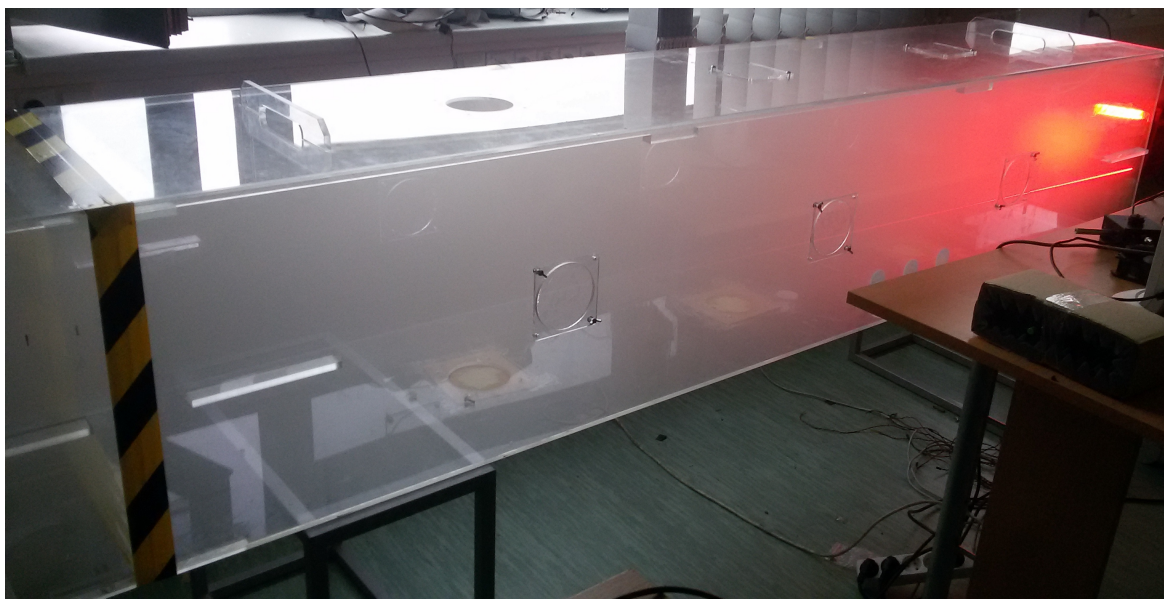
Obrázek 8.26: Přístroj na generování mlhy, Antari alpha F-80Z.

Při měření mlhy (obrázek 8.27) byl použit i referenční laser. Použití tohoto referenčního laseru je dáno tím, že mlha nemá neměnnou koncentraci při celém měření (koncentraci mlhy nešlo změřit, proto se měřil referenční výkon), ale neustále se mění, časem se rozpadá. Pomocí tohoto laseru a fotodetektoru, byla měřena výkonová úroveň, která projde boxem s mlhou, tento výkon byl měřen v závislosti na čase. Průběh tohoto výkonu lze vidět na obrázku 8.28.

Prudké nárůsty výkonu a opětovné poklesy jsou způsobeny mísení mlhy při otevřených otvorech. V tomto obrázku jsou pro představu také zobrazeny konstelační diagramy některých modulací při použití adaptivních algoritmů. Během tohoto měření se měnila neustále koncentrace mlhy, proto jsou u konstelačních diagramů napsány i některé měřené hodnoty. Pokud u konstelačního diagramu není napsána bitová chybovost, byla tato bitová chybovost velmi malá, pro nás neměřitelná.

Při tomto měření nejprve začala komunikace fungovat v případě použití adaptivního algoritmu QR-RLS. Z tohoto lze usoudit, že tento adaptivní algoritmus nejlépe potlačuje negativní vliv mlhy na komunikaci ve viditelném světle. Poté následovalo navázání komunikace s adaptivními algoritmy NLMS a LMS (oba vykazují podobné výsledky) a jako poslední začala fungovat komunikace bez ekvalizace. Měření bylo časově náročné a nepovedlo se změřit všechny modulační formáty pro jednotlivé šířky pásma a pro jednotlivé adaptivní algoritmy, ihned po tom co začala

komunikace fungovat. Některé modulační formáty (pro jednotlivé šířky pásma a pro jednotlivé adaptivní algoritmy) začali fungovat dříve než se mi je podařilo změřit.



Obrázek 8.27: Box při měření mlhy.

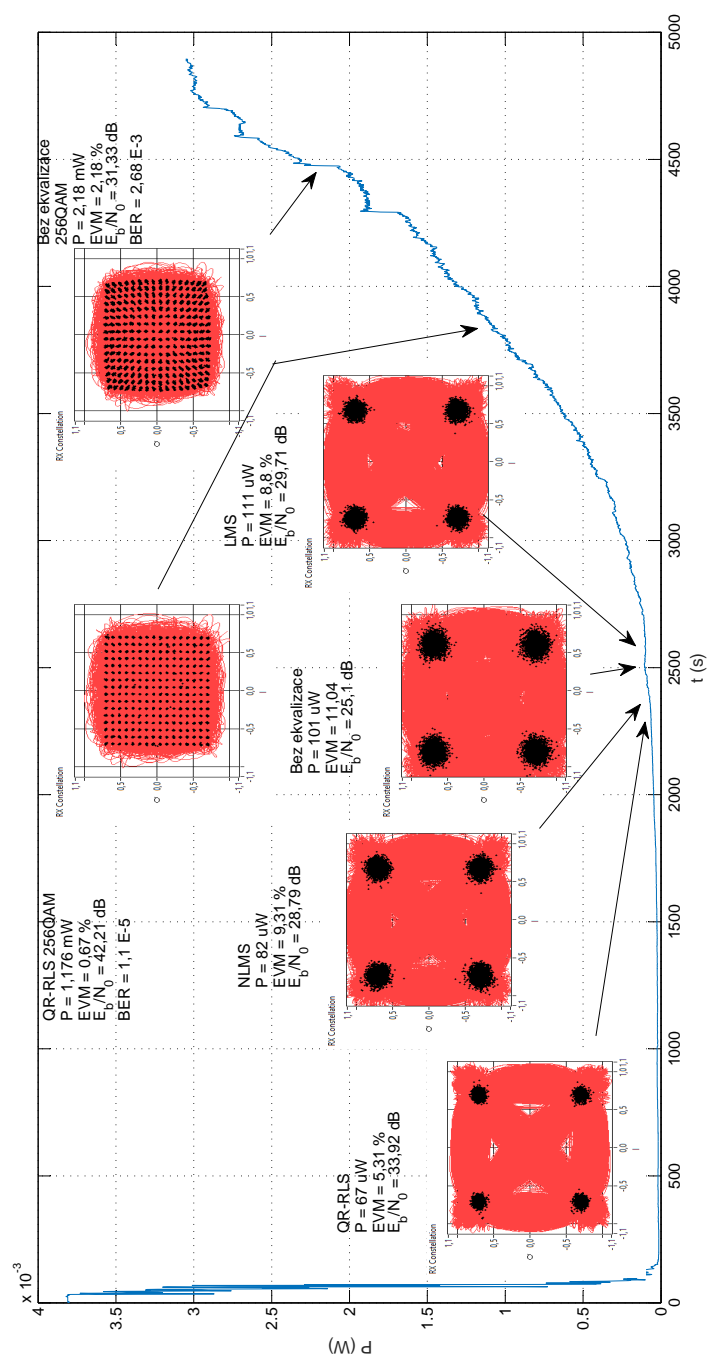
Jako referenční laser byl použit laser Melles Griot 25-LHP-151-230. Fotodetektor, kterým byl měřen dopadající výkon referenčního laseru byl Thorlabs S120C s pracovním rozsahem 400-1100 nm. Měření byla prováděno pomocí měřiče výkonu Thorlabs PM100USB.

I při měření mlhy byla změřena útlumová frekvenční charakteristika. Tato charakteristika je na obrázku 8.29. Tento obrázek nám ukazuje předpokládanou věc, a to, že s vyšší hustotou mlhy je i vyšší útlum signálu.

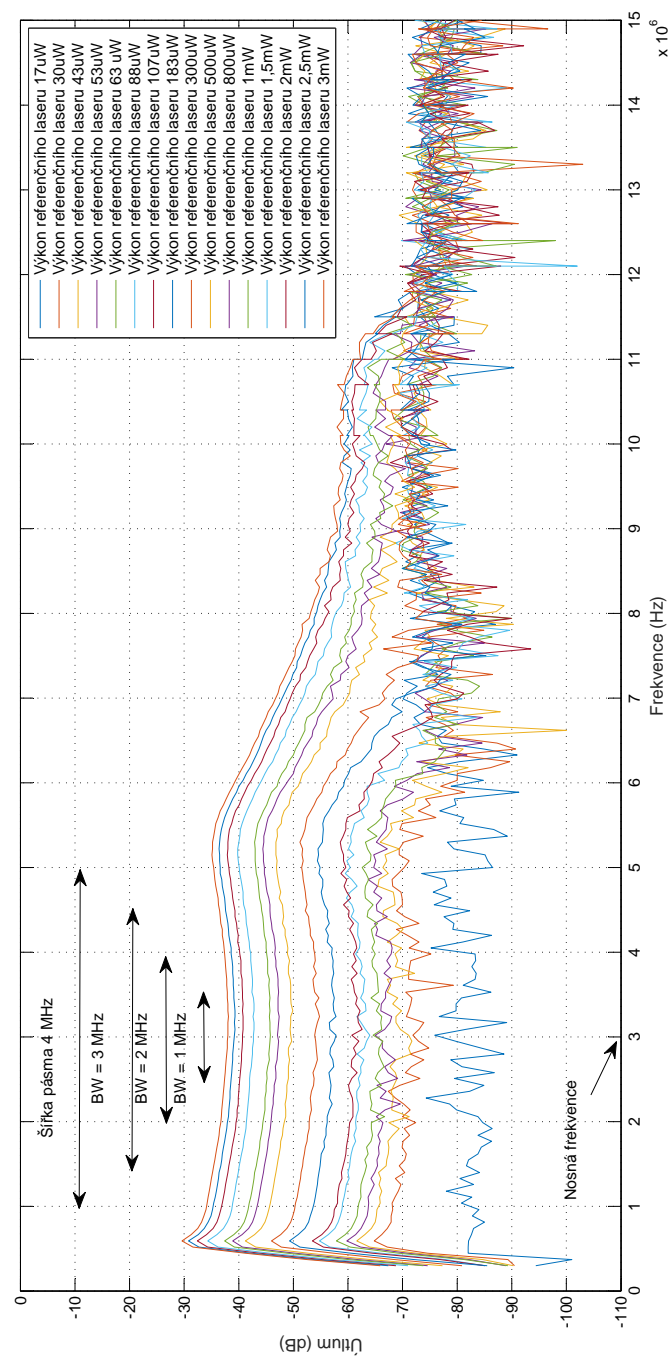
Jelikož se koncentrace mlhy neustále měnila, nevytvářel jsem z naměřených hodnot grafy jako v předchozích případech. Naměřená data jsou uvedena v tabulkách, které jsou připojeny v příloze (pro tato data je potřeba prát v potaz i dopadající referenční výkon). V příloze také najdeme nastavení jednotlivých ekvalizérů a výkony referenčního laseru, při kterém byly hodnoty naměřeny.

Při zaplnění boxu mlhou, přestala fungovat komunikace, s postupným rozpadem mlhy začala opět komunikace fungovat, jako první se podařilo měřit na modulaci 4QAM, s postupným ubýváním mlhy, šlo měřit i na modulacích s vyšším počtem stavů, některé modulační formáty fungovali, až se mlha rozpadla úplně. Jedná se především o modulaci 2048QAM, která začala fungovat, až byl box prázdný.

Jak již bylo zmíněno výše, koncentrace mlhy se neustále měnila, proto bylo měření obtížné, ale můžeme konstatovat, že se nejlépe jeví opět QR-RLS a opět nejhůře vychází případ měření vlivu mlhy bez použití ekvalizéru.



Obrázek 8.28: Průběh výkonu referenčního laseru, který prochází boxem s mlhou.



Obrázek 8.29: Útlumová frekvenční charakteristika komunikačního řetězce s automobilovým světlem při měření mlhy v boxu. Čím vyšší výkonová úroveň referenčního laseru, tím menší koncentrace mlhy.

9 Závěr

Z dat získaných při simulacích, bylo zjištěno, že použitím adaptivního algoritmu dosáhneme zlepšení parametru EVM. Pro modulace 4 - 16QAM je toto zlepšení o 9 až 14 % v závislosti na použité modulaci a na použitém adaptivním algoritmu. Pro BER vychází adaptivní algoritmy lépe při nižších hodnotách E_b/N_0 . Pro každou modulaci je tato hodnota jiná (hranice, kdy lépe vychází ekvalizovaný signál). Například pro 16QAM vychází BER lépe pro adaptivní algoritmus v rozmezí hodnot E_b/N_0 20 - 28 dB. Při vyšších hodnotách E_b/N_0 pak lépe vychází případ bez ekvalizace (má nižší chybovost).

Z dat naměřených při použití automobilového světla vychází nejlépe adaptivní algoritmus QR-RLS. Poté následují adaptivní algoritmy LMS a NLMS, které dosahují dosti podobných výsledků, nejhorší je případ bez ekvalizace. Jako příklad uveďme naměřené hodnoty pro modulaci 256QAM. Jako první pro tuto modulaci porovnáme bitové chybovosti. Při použití QR-RLS vychází BER pro prázdný box neměřitelný, pro teplotní turbulence je také neměřitelný, při měření vlivu deště na komunikaci ve viditelném světle při průtoku 42 l/min je bitová chybovost v řádu 10^{-5} stejně jako při průtoku 22 l/min. Pokud nebyl použit adaptivní algoritmus vycházel BER pro prázdný box i pro teplotní turbulence v řádu 10^{-3} , pro měření vlivu deště na komunikaci ve viditelném světle při průtoku 42 l/min komunikace nefungovala a pro průtok 22 l/min by BER v řádu 10^{-1} . V případě použití adaptivního algoritmu LMS vycházel BER pro prázdný box i pro teplotní turbulence v řádu 10^{-4} , pro měření vlivu deště na komunikaci ve viditelném světle při průtoku 42 l/min je BER v řádu 10^{-2} a pro průtok 22 l/min by BER v řádu 10^{-3} . V případě použití adaptivního algoritmu NLMS vycházel BER pro prázdný box i pro teplotní turbulence v řádu 10^{-4} , pro měření vlivu deště na komunikaci ve viditelném světle při průtoku 42 l/min je BER v řádu 10^{-2} stejně jako pro průtok 22 l/min.

Z naměřených dat lze tedy říci, že největší vliv na komunikaci pomocí technologie VLC má mlha (pro funkčnost vyšších modulací musí být koncentrace mlhy velmi malá) poté dešť (čím prudší, tím větší vliv) a nejmenší vliv na komunikaci ve viditelném světle mají tepelné turbulence.

Pro měření na stropním světle vychází, že pokud byla použit adaptivní algoritmus QR-RLS u modulace 64QAM tak jsme se dostali na vzdálenost 250 cm s chybovostí 10^{-5} , pokud nepoužijeme žádnou ekvalizaci dostaneme se vzdálenosti 75 cm s BER 10^{-4} . Tedy při použití QR-RLS se dostaneme s modulací 64QAM přibližně o 175 cm dále. Tento údaj platí pro šířku pásma 1 MHz.

Pokud byla použita modulace 4QAM a QR-RLS pro posun 300 cm zlepšil se parametr E_b/N_0 o 11 dB (oproti stavu bez ekvalizace), parametr EVM se zlepšil o 10 %. Pokud byla na stejnou modulaci a pro stejný posun použit adaptivní algoritmus LMS, zlepšil se parametr E_b/N_0 o 7 dB a parametr EVM se zlepšil o 5 %. Při použití adaptivního algoritmu NLMS se zlepšil parametr E_b/N_0 o 8 dB a EVM se zlepšilo o 7 %. Bitová chybovost u všech adaptivních algoritmů i

v případě bez ekvalizace je pro uvedenou vzdálenost (300 cm) a pro šířku pásma (1 MHz) neměřitelná.

Z naměřených hodnot vyplývá, že jako nejlépe se projevuje adaptivní algoritmus QR-RLS, který v porovnání s ostatními dosahuje výrazně lepších výsledků. U LMS a NLMS dochází také ke zlepšení, ale v naprosté většině případů QR-RLS dosahuje lepších výsledků, než tyto LMS a NLMS.

Na měření měla také vliv zvolená šířka pásma, z dat vychází že pokud máme větší šířku pásma, tak se nám také zhoršují měřené parametry. Je to dáno tím, že ve větší šířce pásma je více rušení, ale také tím, že nemáme lineární frekvenční přenosovou charakteristiku. Při měření na stropním světle znamenala změna šířky pásma z 1 MHz na 4 MHz pokles E_b/N_0 o 4 dB.

Z měření lze také jasně odvodit, že zásadním parametrem je E_b/N_0 . Pokud máme dostatečně velkou hodnotu tohoto parametru, je komunikace s nízkou bitovou chybovostí. Ostatní parametry závisí na tomto parametru. Zlepšení parametru E_b/N_0 dosáhneme právě použitím adaptivních algoritmů.

Konvergenční konstanta adaptivních algoritmů LMS a NLMS je mírně rozdílná pro simulace a pro jednotlivá měření na stropním a automobilovém světle. Při praktických experimentech se konvergenční konstanta pro LMS pohybovala přibližně v intervalu $[0,009; 0,11]$. U simulací byla hodnota konvergenční konstanty 0,009. Tato hodnota je obsažena v intervalu hodnot používaných pro experimentální měření. Z přiložených tabulek v přílohách, lze vidět, že většinou byla konvergenční konstanta nastavena na hodnotu přibližně 0,04 až 0,07.

U adaptivního algoritmu NLMS je také jistý rozdíl mezi hodnotami konvergenční konstanty u simulací a u měření. U simulací byly nastaveny hodnoty 0,09 a 0,3. U měření byl tento rozsah přibližně 0,007 až 0,11 a nejčastěji se konvergenční konstanta pohybovala v rozsahu 0,04 až 0,08.

Rozdíl mezi hodnotami u simulací a u měření, může být způsoben rozdílnými vlivy působící na přenášený signál (u simulací pouze Gaussovský šum) a nesmíme také zapomenout na lidský faktor, jelikož volba konvergenční konstanty a řádu filtru byla prováděna subjektivně, podle posuzování měřených parametrů.

Řád filtru všech adaptivních algoritmů je u simulací i u měření velice podobný, u měření se pohybuje od 27 do 46 (s určitou rezervou můžeme uvést až do 50), u simulací je řád filtru 33 (LMS, NLMS) a 34 (QR-RLS).

V tabulce 9.1 je uvedeno nastavení hodnot parametrů jednotlivých adaptivních algoritmů. Tyto hodnoty jsou vytvořeny sloučením jednotlivých intervalů získaných ze simulací a z měření.

| Parametry adaptivních algoritmů | | | |
|---------------------------------|------------|------------------------|-------------------|
| Adaptivní algoritmus | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Faktor zapomínání |
| LMS, NLMS | 27-50 | do 0,3 | - |
| QR-RLS | 26-50 | - | 0,999 |

Tabulka 9.1: Porovnání nastavovaných parametrů.

Literatura

- [1] Agilent N5461A Infiniium Serial Data Equalization: User's Guide. 2nd edition. Palo Alto: Agilent Technologies, 2009.
- [2] Focus on Adaptive Equalization: Self-Guided Demonstration. Agilent Technologies, 2011.
- [3] CMA. Fakulta elektrotechnická ČVUT [online]. Praha: ČVUT, 2006 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://noel.feld.cvut.cz/vyu/ada/adacv/node18.html>
- [4] DESTRO FILHO, J. B., Gerard FAVIER a João Marcos ROMANO. New Bussgang methods for blind equalization. Mnichov, 1997.
- [5] DOKOUPIL, Jakub. Adaptivní regulátory s principy umělé inteligence a jejich porovnání s klasickými metodami identifikace [online]. Brno, 2009 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=15425
- [6] DUFFEK, Luděk. Modulátor QAM [online]. Brno, 2008 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=4927
- [7] ĎURČÍK, Miroslav. Simulovanie prenosu dát prostredníctvom priestorovo-časových kódov. Bratislava, 2004.
- [8] DVORSKÝ, Marek. Základy bezdrátových komunikací pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO [online]. Ostrava, 2014 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <https://vut-vsb.cz/home/get-file?file=449&%3Bportal=Portal2>
- [9] Error Vector Magnitude. Electronic Design [online]. 2013 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://electronicdesign.com/engineering-essentials/understanding-error-vector-magnitude>
- [10] HLOUŠEK, Tomáš. Rušení v bezdrátových sítích a jejich modelování [online]. Brno, 2008 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://dspace.vutbr.cz/bitstream/handle/11012/26265/diplomov%20a1_pr%20a1ce.pdf?sequence=1&isAllowed=y
- [11] Chyby diskretních modulací [online]. Praha: ČVUT, 2012 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://radio.feld.cvut.cz/>
- [12] KREJČA, Libor. Implementace algoritmů ekvalizace přenosového kanálu v FMT modulaci [online]. Brno, 2010 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=27770
- [13] LEE, Yumin. Adaptive equalization and receiver diversity for indoor wireless data communications. Stanford University, 1997.

- [14] LMS ekvalizátor. Fakulta elektrotechnická ČVUT [online]. Praha: ČVUT, 2006 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://noel.feld.cvut.cz/vyu/ada/adacv/node17.html>
- [15] MARTINEK, Radek. Využití komplexních adaptivních metod zpracování signálů pro zpřesnění diagnostické kvality abdominálního fetálního elektrokardiogramu. Ostrava, 2014.
- [16] MARTINEK, Radek, Petr KOUDELKA, Jan LÁTAL, Jan VITÁSEK, Jan VANUS, He WEN a Homer NAZERAN. Modelling of Wireless Fading Channels with RF Impairments using Virtual Instruments [online]. Ostrava, 2016 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/301354142_Modelling_of_Wireless_Fading_Channels_with_RF_Impairments_using_Virtual_Instruments
- [17] MARTINEK, Radek, Jan VANUŠ, Petr BILIK a He WEN. The Implementation of Equalization Algorithms for Real Transmission Channels [online]. Ostrava, 2016 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/303683927_The_Implementation_of_Equalization_Algorithms_for_Real_Transmission_Channels
- [18] Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM). National Instruments [online]. NI, 2014 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>
- [19] NWALOEZIE, C. G., N. V. OKOROGU, K. C. UMEH a D. C. ORAETUE. Performance Analysis of Constant Modulus Algorithm (CMA) Blind Adaptive Algorithm for Smart Antennas in a W-CDMA Network [online]. 2012 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: http://www.ijesit.com/Volume%201/Issue%202/IJESIT201211_37.pdf
- [20] POLÁK, Ladislav. Simulace vícecestného šíření vícestavových modulací [online]. Brno, 2009 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=15664
- [21] STEPHENS, Ransom. Equalization: The Correction and Analysis of Degraded Signals. Agilent Technologies, 2005.
- [22] WIESER, Vladimír. Mobilné rádiové siete II: adaptácia technických a systémových parametrov. V Žiline: Žilinská univerzita, 2004. ISBN 8080703450.
- [23] VITÁSEK, Jan. Optické atmosferické komunikace. Ostrava, 2014.
- [24] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. Moderní radiotechnika. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-132-2.
- [25] ŠIŠKA, Petr. Optoelektronika. Ostrava, 2015.
- [26] BARTOŠ, Filip. Analýza využití komunikace ve viditelném světle k lokalizaci osob. Praha, 2015.

- [27] KOMÁREK, David. Vliv osob na komunikace ve viditelném světle (VLC). Praha, 2015.
- [28] Top 10 Visible Light Communications Applications. Visible Light Communications [online]. 2011 [cit. 2017-03-14]. Dostupné z: <http://visiblelightcomm.com/top-10-visible-light-communications-applications/>
- [29] DAMM, Wolfgang. Signal-to-Noise, Carrier-to-Noise, EbNo: on Signal Quality Ratios [online]. 2010 [cit. 2017-03-19]. Dostupné z: <https://www.google.cz/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=5&cad=rja&uact=8&ved=0ahUKEwjg-qHn90LSAhWGaxQKHTGjBgQQFgg9MAQ&url=http%3A%2F%2Fwww.noise.com.com%2F~%2Fmedia%2FNoise.com%2FWebinars%2FSN%2520CN%2520EbNo.ashx&usg=AFQjCNE0fVqyY7EAwN1s0HwITcV9DndxsQ&sig2=Z7g64yiZ2a4erT-F6FpUig&bvm=bv.149760088,d.d24>
- [30] Thorlabs N-BK7 Plano-Convex Lenses [online]. 2010 [cit. 2017-04-12]. Dostupné z: https://www.thorlabs.com/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=3279&pn=LA1252-A
- [31] NLMS [online]. 2016 [cit. 2017-04-18] Dostupné z: <http://noel.feld.cvut.cz/vyu/ada/adacv/node23.html>
- [32] Ettus. LFTX Daughterboard 0-30 MHz Tx [online]. 2017 [cit. 2017-04-23] Dostupné z: <https://www.ettus.com/product/details/LFTX>
- [33] Ettus. LFRX Daughterboard 0-30 MHz Rx [online]. 2017 [cit. 2017-04-23] Dostupné z: <https://www.ettus.com/product/details/LFRX>
- [34] Understanding Error Vector Magnitude. Electronic Design [online]. 2013 [cit. 2017-04-23] Dostupné z: <http://electronicdesign.com/engineering-essentials/understanding-error-vector-magnitude>
- [35] NI USRP-292x/293x Datasheet. Universal Software Radio Peripherals [online]. 2015 [cit. 2017-04-24] Dostupné z: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-355>
- [36] Bit Error Rate (BER). Mathworks [online]. 2017 [cit. 2017-04-24] Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/comm/ug/bit-error-rate-ber.html#bq42301>
- [37] Extraction of Fetal Electrocardiogram from Maternal Skin Electrodes using Affine Projection Algorithm (APA), Recursive Least Square (RLS), and QR-RLS Algorithms [online]. 2008 [cit. 2017-04-25] Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4458112/>
- [38] QR-RLS Based Minimum Variance Distortionless Responses Beamformer [online]. 2008 [cit. 2017-04-25] Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/icp.jsp?arnumber=1660821>

- [39] Least Mean Squares (LMS) Algorithms (Adaptive Filter Toolkit). NI [online]. 2009 [cit. 2017-04-25] Dostupné z: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/372357A-01/lvaftconcepts/aft_lms_algorithms/
- [40] Sagora, Rajan and Reena Aggarwal. Visible light communication. International Journal of Computer Trends and Technology (IJCTT) volume4 issue4 (2013):906-910.
- [41] Martinek, Radek, and Jan Zidek. The real implementation of NLMS channel equalizer into the system of software defined radio. Advances in Electrical and Electronic Engineering 10.5 (2012):330.
- [42] Osseiran, Afif, et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project. IEEE Communications Magazine 52.5 (2014):26-35.

A Přílohy na CD

1. Datasheety
2. Grafy
3. Nastavení ekvalizérů
4. Programy
5. Tabulky naměřených hodnot

B Nastavení parametrů ekvalizérů - stropní světlo

| LMS | | | | NLMS | | | | QR-RLS | | |
|---------------|---------|------------|---------------------------|---------------|-------|------------|---------------------------|---------------|--------|------------|
| Posun (cm) | M-QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Posun (cm) | M-QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Posun (cm) | M-QAM | Řád filtru |
| 0 | 4-32 | 32 | 0,05 | 0 | 4-512 | 31 | 0,069 | 0 | 4-1024 | 34 |
| | 64 | 27 | 0,064 | 50 | 4-512 | 30 | 0,067 | 50 | 4-512 | 35 |
| | 128-512 | 29 | 0,064 | 100 | 4-256 | 31 | 0,058 | | 1024 | 34 |
| 50 | 4-32 | 31 | 0,04 | 150 | 4-256 | 32 | 0,053 | | 100 | 4-1024 |
| | 64 | 27 | 0,059 | 200 | 4-128 | 31 | 0,044 | 150 | 4-512 | 33 |
| | 128-256 | 29 | 0,059 | 250 | 4-32 | 30 | 0,03 | | 1024 | 36 |
| 100 | 512 | 29 | 0,066 | | 64 | 28 | 0,016 | | 4-256 | 34 |
| | 4-32 | 31 | 0,054 | | 4-8 | 29 | 0,029 | 200 | 512 | 35 |
| | 64-128 | 33 | 0,081 | 16 | 29 | 0,022 | 250 | 4-256 | 35 | |
| 150 | 256 | 31 | 0,061 | 300 | 4 | 31 | 0,009 | 300 | 4-128 | 35 |
| | 4-32 | 31 | 0,055 | 350 | 8 | 31 | 0,015 | 350 | 4-32 | 35 |
| | 64-256 | 31 | 0,052 | | 16 | 31 | 0,011 | | | |
| 200 | 4-32 | 32 | 0,05 | | | | | | | |
| | 64-128 | 28 | 0,045 | | | | | | | |
| | 4-16 | 29 | 0,034 | | | | | | | |
| 250 | 32 | 29 | 0,025 | | | | | | | |
| | 64 | 27 | 0,013 | | | | | | | |
| | 4-8 | 27 | 0,023 | | | | | | | |
| 300 | 16 | 27 | 0,015 | | | | | | | |
| 350 | 4-16 | 33 | 0,009 | | | | | | | |

Tabulka B.1: Tabulky nastaveních adaptivní algoritmů při měření na stropním světle, šířka pásma 1 MHz

C Nastavení parametrů ekvalizérů - automobilové světlo

C.1 Prázdný box

| LMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|-------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-32 | 29 | 0,058 |
| 64-256 | 34 | 0,099 |
| 512 | 34 | 0,114 |
| 1024 | 27 | 0,099 |
| 2048 | 33 | 0,099 |

Tabulka C.1: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu LMS, šířka pásma 1 MHz, prázdný box.

| NLMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|--------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-512 | 33 | 0,085 |
| 1024 | 36 | 0,111 |
| 2048 | 38 | 0,063 |

Tabulka C.2: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu NLMS, šířka pásma 1 MHz, prázdný box.

| QR-RLS - šířka pásma 1 MHz | | |
|----------------------------|------------|-------------------|
| QAM | Řád filtru | Faktor zapomínání |
| 4-512 | 38 | 0,999 |
| 1024-2048 | 35 | 0,999 |

Tabulka C.3: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu QR-RLS, šířka pásma 1 MHz, prázdný box.

C.2 Teplotní turbulence

| LMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|-------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-32 | 29 | 0,041 |
| 64 | 33 | 0,101 |
| 128 | 33 | 0,091 |
| 256 | 33 | 0,069 |
| 512 | 33 | 0,095 |
| 1024 | 33 | 0,101 |
| 2048 | 33 | 0,06 |

Tabulka C.4: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu LMS, šířka pásma 1 MHz, teplotní turbulence.

| NLMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|--------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-32 | 36 | 0,087 |
| 64-128 | 31 | 0,087 |
| 256-512 | 31 | 0,12 |
| 1024 | 29 | 0,105 |
| 2048 | 33 | 0,088 |

Tabulka C.5: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu NLMS, šířka pásma 1 MHz, teplotní turbulence.

| QR-RLS - šířka pásma 1 MHz | | |
|----------------------------|------------|-------------------|
| QAM | Řád filtru | Faktor zapomínání |
| 4-2048 | 38 | 0,999 |

Tabulka C.6: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu QR-RLS, šířka pásma 1 MHz, teplotní turbulence.

C.3 Déšť - maximální průtok (42 l/min)

| LMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|-------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-32 | 31 | 0,042 |
| 64 | 27 | 0,07 |
| 128-256 | 33 | 0,085 |

Tabulka C.7: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu LMS, šířka pásma 1 MHz, déšť - 42 l/min.

| NLMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|--------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-64 | 33 | 0,062 |
| 128-256 | 30 | 0,064 |

Tabulka C.8: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu NLMS, šířka pásma 1 MHz, déšť - 42 l/min.

| QR-RLS - šířka pásma 1 MHz | | |
|----------------------------|------------|-------------------|
| QAM | Řád filtru | Faktor zapomínání |
| 4-1024 | 32 | 0,999 |

Tabulka C.9: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu QR-RLS, šířka pásma 1 MHz, déšť - 42 l/min.

C.4 Déšť - průtok 22 l/min

| LMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|-------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-32 | 31 | 0,048 |
| 64 | 28 | 0,061 |
| 128 | 32 | 0,051 |
| 256 | 32 | 0,069 |
| 512 | 29 | 0,055 |

Tabulka C.10: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu LMS, šířka pásma 1 MHz, déšť - 22 l/min.

| NLMS - šířka pásma 1 MHz | | |
|--------------------------|------------|------------------------|
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta |
| 4-64 | 30 | 0,062 |
| 128-256 | 32 | 0,062 |
| 512 | 32 | 0,043 |

Tabulka C.11: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu NLMS, šířka pásma 1 MHz, déšť - 22 l/min.

| QR-RLS - šířka pásma 1 MHz | | |
|----------------------------|------------|-------------------|
| QAM | Řád filtru | Faktor zapomínání |
| 4-2048 | 33 | 0,999 |

Tabulka C.12: Nastavení parametrů adaptivního algoritmu QR-RLS, šířka pásma 1 MHz, déšť - 22 l/min.

C.5 Mlha - nastavení ekvalizerů a výkon referenčního laseru

C.5.1 Výkon referenčního laseru pro jednotlivé modulace bez ekvalizace

| Výkon referenčního laseru - bez ekvalizace | | | | |
|--|----------|----------|----------|----------|
| Šířka pásma (MHz) | | | | |
| QAM | 1 | 2 | 3 | 4 |
| 4 | 101 uW | 95 uW | 97 uW | 93 uW |
| 8 | 112 uW | 135 uW | 175 uW | 189 uW |
| 16 | 154 uW | 205 uW | 250 uW | 276 uW |
| 32 | 275 uW | 308 uW | 463 uW | 550 uW |
| 64 | 525 uW | 780 uW | 930 uW | 951 uW |
| 128 | 905 uW | 1,095 mW | 1,399 mW | 1,55 mW |
| 256 | 2,18 mW | 2,394 mW | 2,545 mW | 2,585 mW |
| 512 | 2,475 mW | 2,522 mW | 2,735 mW | 2,93 mW |
| 1024 | 2,64 mW | 2,955 mW | 3,12 mW | 3,172 mW |

Tabulka C.13: Tabulka referenčního výkonu při měření boxu zaplněného mlhou (při jaké hodnotě byly modulace změřeny), bez použití ekvalizace.

C.5.2 Výkon referenčního laseru pro jednotlivé modulace s ekvalizací

| Výkon referenčního laseru - LMS | | | | | | | | | | | | |
|---------------------------------|------------|------------------------|--------------|------------|------------------------|--------------|------------|------------------------|--------------|------------|------------------------|--------------|
| Šířka pásma (MHz) | | | | | | | | | | | | |
| | 1 | | | 2 | | | 3 | | | 4 | | |
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru |
| 4 | 33 | 0,02 | 111 uW | 33 | 0,02 | 117 uW | 33 | 0,02 | 124 uW | 33 | 0,02 | 125 uW |
| 8 | 31 | 0,036 | 209 uW | 31 | 0,036 | 233 uW | 31 | 0,036 | 222 uW | 31 | 0,036 | 240 uW |
| 16 | 33 | 0,05 | 376 uW | 33 | 0,05 | 378 uW | 33 | 0,05 | 402 uW | 33 | 0,05 | 408 uW |
| 32 | 30 | 0,05 | 527 uW | 30 | 0,05 | 545 uW | 30 | 0,05 | 554 uW | 30 | 0,05 | 576 uW |
| 64 | 27 | 0,049 | 820 uW | 27 | 0,049 | 836 uW | 27 | 0,049 | 843 uW | 27 | 0,049 | 858 uW |
| 128 | 33 | 0,043 | 1,069 mW | 31 | 0,051 | 1,092 mW | 27 | 0,042 | 1,13 mW | 27 | 0,042 | 1,139 mW |
| 256 | 34 | 0,065 | 1,362 mW | 32 | 0,065 | 1,375 mW | 30 | 0,065 | 1,405 mW | 30 | 0,065 | 1,435 mW |
| 512 | 34 | 0,11 | 2,07 mW | 33 | 0,035 | 2,465 mW | 30 | 0,042 | 2,522 mW | 30 | 0,042 | 2,545 mW |
| 1024 | 36 | 0,052 | 3,233 mW | 36 | 0,052 | 3,258 mW | 36 | 0,052 | 3,32 mW | 36 | 0,052 | 3,39 mW |

Tabulka C.14: Tabulka referenčního výkonu při měření boxu zaplněného mlhou (při jaké hodnotě byly modulace změřeny) a nastavení parametrů pro LMS.

| Výkon referenčního laseru - NLMS | | | | | | | | | | | | |
|----------------------------------|------------|------------------------|--------------|------------|------------------------|--------------|------------|------------------------|--------------|------------|------------------------|--------------|
| Šířka pásma (MHz) | | | | | | | | | | | | |
| | 1 | | | 2 | | | 3 | | | 4 | | |
| QAM | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru | Řád filtru | Konvergenční konstanta | Výkon laseru |
| 4 | 34 | 0,025 | 82 uW | 34 | 0,025 | 87 uW | 34 | 0,025 | 92 uW | 34 | 0,025 | 103 uW |
| 8 | 33 | 0,04 | 182 uW | 33 | 0,04 | 185 uW | 33 | 0,04 | 189 uW | 33 | 0,04 | 196 uW |
| 16 | 33 | 0,045 | 302 uW | 33 | 0,045 | 327 uW | 33 | 0,045 | 352 uW | 33 | 0,045 | 360 uW |
| 32 | 30 | 0,05 | 496 uW | 30 | 0,05 | 500 uW | 30 | 0,05 | 511 uW | 30 | 0,05 | 520 uW |
| 64 | 32 | 0,062 | 692 uW | 32 | 0,062 | 715 uW | 34 | 0,04 | 748 uW | 34 | 0,04 | 775 uW |
| 128 | 32 | 0,062 | 595 uW | 30 | 0,04 | 975 uW | 27 | 0,042 | 1,04 mW | 27 | 0,042 | 1,05 mW |
| 256 | 35 | 0,059 | 1,29 mW | 35 | 0,059 | 1,31 mW | 35 | 0,059 | 1,34 mW | 35 | 0,059 | 1,353 mW |
| 512 | 28 | 0,065 | 1,612 mW | 31 | 0,052 | 1,88 mW | 31 | 0,052 | 1,895 mW | 28 | 0,065 | 1,935 mW |
| 1024 | 37 | 0,082 | 3,125 mW | 37 | 0,082 | 3,15 mW | 37 | 0,082 | 3,12 mW | 37 | 0,082 | 3,15 mW |

Tabulka C.15: Tabulka referenčního výkonu při měření boxu zaplněného mlhou (při jaké hodnotě byly modulace změřeny) a nastavení parametrů pro NLMS.

| Výkon referenčního laseru - QR-RLS | | | | | | | | |
|------------------------------------|---------------|-----------------|---------------|-----------------|---------------|-----------------|---------------|-----------------|
| Šířka pásma (MHz) | | | | | | | | |
| | 1 | | 2 | | 3 | | 4 | |
| QAM | Řád filtru | Výkon laseru | Řád filtru | Výkon laseru | Řád filtru | Výkon laseru | Řád filtru | Výkon laseru |
| 4 | 34 | 67 uW | 34 | 74 uW | 34 | 72 uW | 34 | 78 uW |
| 8 | 34 | 137 uW | 34 | 142 uW | 34 | 151 uW | 34 | 159 uW |
| 16 | 32 | 251 uW | 32 | 262 uW | 32 | 279 uW | 32 | 299 uW |
| 32 | 33 | 430 uW | 33 | 435 uW | 33 | 448 uW | 33 | 463 uW |
| 64 | 35 | 627 uW | 35 | 630 uW | 35 | 647 uW | 35 | 659 uW |
| 128 | 34 | 880 uW | 34 | 898 uW | 34 | 910 uW | 34 | 927 uW |
| 256 | 35 | 1,176 mW | 35 | 1,2 mW | 35 | 1,219 mW | 35 | 1,23 mW |
| 512 | 34 | 1,432 mW | 34 | 1,459 mW | 34 | 1,498 mW | 34 | 1,505 mW |
| 1024 | 34 | 1,660 mW | 34 | 1,705 mW | 34 | 1,722 mW | 34 | 1,76 mW |

Tabulka C.16: Tabulka referenčního výkonu při měření boxu zaplněného mlhou (při jaké hodnotě byly modulace změřeny) a nastavení parametrů pro QR-RLS.

D Tabulky naměřených hodnot - simulace

| 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|-------|-------|----------|-------|-------|-------|----------|-------|-------|-------|----------|-------|--------|-------|----------|-------|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NLMS | | | | QR-RLS | | | |
| Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER |
| 40 | 2,67 | 0,00E+00 | 31,46 | 40 | 2,99 | 0,00E+00 | 30,47 | 40 | 3,33 | 0,00E+00 | 29,56 | 40 | 2,54 | 0,00E+00 | 31,89 |
| 38 | 3,38 | 0,00E+00 | 29,43 | 38 | 3,28 | 0,00E+00 | 29,67 | 38 | 3,59 | 0,00E+00 | 28,90 | 38 | 2,98 | 0,00E+00 | 31,05 |
| 36 | 4,18 | 0,00E+00 | 27,57 | 36 | 3,65 | 0,00E+00 | 28,76 | 36 | 3,92 | 0,00E+00 | 28,14 | 36 | 3,04 | 0,00E+00 | 30,34 |
| 34 | 5,24 | 0,00E+00 | 25,62 | 34 | 4,19 | 0,00E+00 | 27,56 | 34 | 4,43 | 0,00E+00 | 27,06 | 34 | 3,56 | 0,00E+00 | 28,98 |
| 32 | 6,65 | 0,00E+00 | 23,54 | 32 | 4,74 | 0,00E+00 | 26,48 | 32 | 5,07 | 0,00E+00 | 25,89 | 34 | 4,20 | 0,00E+00 | 27,53 |
| 30 | 8,38 | 0,00E+00 | 21,54 | 30 | 5,45 | 0,00E+00 | 25,26 | 30 | 5,86 | 1,80E-05 | 24,64 | 32 | 4,95 | 0,00E+00 | 26,10 |
| 28 | 10,49 | 0,00E+00 | 19,59 | 28 | 6,37 | 0,00E+00 | 23,92 | 28 | 6,87 | 2,30E-05 | 23,26 | 28 | 7,09 | 5,50E-05 | 22,99 |
| 26 | 13,09 | 0,00E+00 | 17,66 | 26 | 7,49 | 1,90E-05 | 22,51 | 26 | 8,11 | 2,90E-05 | 21,82 | 26 | 7,75 | 6,10E-05 | 22,21 |
| 24 | 16,68 | 0,00E+00 | 15,56 | 24 | 8,64 | 3,40E-05 | 21,27 | 24 | 9,61 | 3,40E-05 | 20,34 | 26 | 8,56 | 5,80E-05 | 21,35 |
| 22 | 20,36 | 0,00E+00 | 13,83 | 22 | 10,17 | 4,80E-05 | 19,85 | 22 | 11,51 | 3,80E-05 | 18,78 | 22 | 10,12 | 6,60E-05 | 20,17 |
| 20 | 26,03 | 1,00E-04 | 11,69 | 20 | 12,04 | 6,00E-05 | 18,39 | 20 | 13,50 | 4,30E-05 | 17,39 | 20 | 12,28 | 6,70E-05 | 18,22 |

| 8QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|-------|-------|----------|-------|-------|-------|----------|-------|-------|-------|----------|-------|--------|-------|----------|-------|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NLMS | | | | QR-RLS | | | |
| Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER |
| 40 | 1,87 | 0,00E+00 | 33,33 | 40 | 1,68 | 5,40E-05 | 34,23 | 40 | 2,67 | 8,70E-05 | 30,24 | 40 | 1,84 | 8,90E-05 | 33,46 |
| 38 | 2,33 | 0,00E+00 | 31,42 | 38 | 1,81 | 4,20E-05 | 33,63 | 38 | 2,84 | 7,10E-05 | 29,68 | 38 | 1,99 | 6,70E-05 | 32,76 |
| 36 | 2,94 | 0,00E+00 | 29,39 | 36 | 2,01 | 3,80E-05 | 32,65 | 36 | 3,02 | 5,90E-05 | 29,15 | 36 | 2,13 | 7,20E-05 | 32,21 |
| 34 | 3,76 | 0,00E+00 | 27,24 | 34 | 2,37 | 3,40E-05 | 31,27 | 34 | 3,39 | 4,60E-05 | 28,15 | 34 | 2,58 | 7,10E-05 | 30,48 |
| 32 | 4,68 | 0,00E+00 | 25,32 | 32 | 2,88 | 3,70E-05 | 29,60 | 32 | 3,82 | 4,60E-05 | 27,10 | 32 | 3,07 | 7,30E-05 | 29,00 |
| 30 | 6,01 | 2,00E-04 | 23,14 | 30 | 4,66 | 4,40E-05 | 25,36 | 30 | 4,39 | 4,80E-05 | 25,93 | 30 | 3,67 | 7,50E-05 | 27,44 |
| 28 | 7,86 | 4,00E-04 | 20,89 | 28 | 4,24 | 1,28E-04 | 26,20 | 28 | 5,07 | 5,00E-05 | 24,67 | 28 | 4,54 | 7,70E-05 | 26,12 |
| 26 | 10,94 | 2,93E-03 | 18,00 | 26 | 5,61 | 2,21E-04 | 23,79 | 26 | 6,15 | 5,90E-05 | 22,96 | 26 | 5,28 | 8,10E-05 | 24,30 |
| 24 | 14,65 | 8,33E-03 | 15,50 | 24 | 6,89 | 1,61E-04 | 21,99 | 24 | 7,29 | 8,40E-05 | 21,51 | 24 | 6,36 | 8,50E-05 | 22,69 |
| 22 | 18,94 | 1,49E-02 | 13,29 | 22 | 8,23 | 2,30E-04 | 20,44 | 22 | 9,31 | 1,76E-04 | 19,39 | 22 | 7,92 | 1,28E-04 | 20,77 |
| 20 | 23,23 | 8,21E-01 | 11,58 | 20 | 10,54 | 3,69E-04 | 18,30 | 20 | 11,42 | 3,27E-04 | 17,62 | 20 | 20,45 | 2,65E-04 | 12,55 |

Tabulka D.1: Tabulky naměřených hodnot pro 4QAM a 8QAM, simulace, šířka pásma 1 MHz

| 16QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|-------|-------|----------|-------|-------|------|----------|-------|-------|------|----------|-------|--------|------|----------|-------|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NLS | | | | QR-RLS | | | |
| Eb/N0 | EVM | BER | MER | Eb/N0 | EVM | BER | MER | Eb/N0 | EVM | BER | MER | Eb/N0 | EVM | BER | MER |
| 40 | 1.39 | 0.00E+00 | 34.56 | 40 | 1.12 | 9.30E-05 | 36.46 | 40 | 2.16 | 5.00E-05 | 30.75 | 40 | 1.11 | 0.00E+00 | 36.21 |
| 38 | 1.77 | 0.00E+00 | 32.53 | 38 | 1.34 | 9.20E-05 | 34.84 | 38 | 2.10 | 4.50E-05 | 30.92 | 38 | 1.24 | 6.20E-05 | 35.51 |
| 36 | 2.20 | 0.00E+00 | 30.66 | 36 | 1.53 | 9.10E-05 | 33.73 | 36 | 2.33 | 5.00E-05 | 30.09 | 36 | 1.49 | 6.30E-05 | 34.00 |
| 34 | 2.76 | 0.00E+00 | 28.63 | 34 | 1.82 | 8.90E-05 | 32.22 | 34 | 2.68 | 5.90E-05 | 28.90 | 34 | 1.84 | 6.20E-05 | 32.12 |
| 32 | 3.49 | 0.00E+00 | 26.61 | 32 | 2.06 | 8.80E-05 | 31.14 | 32 | 2.93 | 6.60E-05 | 28.20 | 34 | 2.25 | 6.00E-05 | 30.39 |
| 30 | 4.45 | 0.00E+00 | 24.51 | 30 | 2.46 | 8.70E-05 | 29.60 | 30 | 3.39 | 6.70E-05 | 26.78 | 32 | 2.67 | 6.20E-05 | 28.88 |
| 28 | 5.57 | 0.00E+00 | 22.58 | 28 | 2.94 | 8.50E-05 | 28.06 | 28 | 3.96 | 6.90E-05 | 25.51 | 28 | 3.32 | 6.30E-05 | 26.98 |
| 26 | 7.35 | 6.00E-04 | 20.11 | 26 | 3.47 | 8.40E-05 | 26.59 | 26 | 4.61 | 9.40E-05 | 24.13 | 26 | 4.79 | 7.10E-05 | 23.89 |
| 24 | 9.82 | 2.90E-03 | 17.59 | 24 | 4.04 | 8.30E-05 | 25.28 | 24 | 5.53 | 2.50E-04 | 22.58 | 24 | 4.71 | 7.40E-05 | 24.05 |
| 22 | 13.17 | 8.35E-03 | 15.09 | 22 | 4.87 | 3.00E-04 | 23.69 | 22 | 6.74 | 5.00E-04 | 20.84 | 22 | 5.91 | 8.90E-05 | 22.03 |
| 20 | 17.15 | 4.91E-01 | 12.88 | 20 | 5.62 | 2.50E-04 | 22.43 | 20 | 8.49 | 1.65E-03 | 18.89 | 20 | 7.19 | 1.28E-04 | 20.36 |

| 32QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|-------|-------|----------|-------|-------|------|----------|-------|-------|------|----------|-------|--------|------|----------|-------|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NLS | | | | QR-RLS | | | |
| Eb/N0 | EVM | BER | MER | Eb/N0 | EVM | BER | MER | Eb/N0 | EVM | BER | MER | Eb/N0 | EVM | BER | MER |
| 40 | 1.27 | 0.00E+00 | 35.63 | 40 | 1.09 | 8.00E-05 | 36.94 | 40 | 1.16 | 0.00E+00 | 36.39 | 40 | 1.13 | 4.00E-05 | 36.68 |
| 38 | 1.60 | 0.00E+00 | 33.57 | 38 | 1.19 | 8.00E-05 | 36.15 | 38 | 1.36 | 8.00E-05 | 35.05 | 38 | 1.12 | 5.30E-05 | 36.73 |
| 36 | 2.02 | 0.00E+00 | 31.60 | 36 | 1.36 | 1.20E-04 | 35.05 | 36 | 1.58 | 8.00E-05 | 33.70 | 36 | 1.39 | 4.00E-05 | 34.85 |
| 34 | 2.56 | 0.00E+00 | 29.52 | 34 | 1.67 | 1.15E-04 | 33.29 | 34 | 2.00 | 1.19E-04 | 31.67 | 34 | 2.07 | 8.00E-05 | 31.30 |
| 32 | 3.66 | 8.00E-04 | 26.34 | 32 | 1.85 | 1.16E-04 | 32.34 | 32 | 2.29 | 1.17E-04 | 30.47 | 32 | 2.56 | 5.30E-05 | 29.50 |
| 30 | 4.31 | 5.20E-04 | 25.04 | 30 | 2.32 | 1.18E-04 | 30.39 | 30 | 2.74 | 1.18E-04 | 28.96 | 30 | 2.58 | 8.00E-05 | 29.50 |
| 28 | 6.30 | 4.04E-03 | 21.66 | 28 | 2.82 | 1.21E-04 | 28.63 | 28 | 3.41 | 1.31E-04 | 27.01 | 28 | 3.01 | 4.00E-05 | 28.08 |
| 26 | 8.14 | 6.48E-03 | 19.51 | 26 | 3.37 | 1.40E-04 | 27.17 | 26 | 4.19 | 1.65E-04 | 25.23 | 26 | 3.88 | 2.45E-04 | 25.92 |
| 24 | 10.33 | 1.35E-02 | 17.45 | 24 | 4.29 | 2.05E-04 | 25.08 | 24 | 5.27 | 3.70E-04 | 23.29 | 24 | 6.37 | 3.84E-04 | 21.65 |
| 22 | 30.55 | 4.66E-01 | 8.05 | 22 | 5.22 | 3.08E-04 | 23.33 | 22 | 6.27 | 4.97E-04 | 21.78 | 22 | 6.69 | 8.05E-04 | 21.17 |
| 20 | 39.96 | 6.03E-01 | 5.76 | 20 | 6.18 | 5.05E-04 | 21.89 | 20 | 7.69 | 7.37E-04 | 20.02 | 20 | 9.90 | 1.53E-03 | 17.80 |

Tabulka D.2: Tabulky naměřených hodnot pro 16QAM a 32QAM, simulace, šířka pásma 1 MHz

| 64QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|-------|-------|----------|-------|-------|------|----------|-------|-------|------|----------|-------|--------|------|----------|-------|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NIMS | | | | QR-RLS | | | |
| Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER | Eb/NO | EVM | BER | MER |
| 40 | 1,01 | 9,40E-05 | 36,26 | 40 | 1,01 | 1,67E-04 | 36,22 | 40 | 0,93 | 1,00E-04 | 36,94 | 40 | 0,87 | 6,70E-05 | 37,46 |
| 38 | 1,26 | 4,90E-05 | 34,35 | 38 | 1,10 | 1,00E-04 | 35,58 | 38 | 1,08 | 1,67E-04 | 35,73 | 38 | 0,88 | 1,33E-04 | 37,42 |
| 36 | 1,60 | 3,60E-05 | 32,23 | 36 | 1,20 | 1,00E-04 | 34,69 | 36 | 1,27 | 3,30E-05 | 34,23 | 36 | 1,09 | 1,00E-04 | 35,56 |
| 34 | 2,03 | 2,40E-05 | 30,11 | 34 | 1,43 | 1,85E-04 | 33,18 | 34 | 1,49 | 1,07E-04 | 32,80 | 34 | 1,34 | 1,00E-04 | 33,78 |
| 32 | 2,56 | 2,60E-05 | 28,18 | 32 | 1,81 | 2,26E-04 | 31,12 | 32 | 1,80 | 1,00E-04 | 31,21 | 32 | 1,64 | 1,00E-04 | 32,06 |
| 30 | 3,22 | 3,00E-04 | 26,13 | 30 | 1,99 | 2,14E-04 | 30,31 | 30 | 2,19 | 1,00E-04 | 29,56 | 30 | 2,01 | 1,00E-04 | 30,30 |
| 28 | 4,19 | 1,30E-03 | 23,88 | 28 | 2,32 | 2,14E-04 | 29,05 | 28 | 2,60 | 1,67E-04 | 28,03 | 28 | 2,46 | 1,51E-04 | 28,44 |
| 26 | 6,08 | 8,93E-03 | 20,62 | 26 | 2,73 | 2,20E-04 | 27,62 | 26 | 3,23 | 4,67E-04 | 26,10 | 26 | 2,95 | 1,73E-04 | 26,90 |
| 24 | 8,32 | 2,37E-02 | 17,91 | 24 | 3,16 | 2,53E-04 | 26,37 | 24 | 3,93 | 2,28E-04 | 24,41 | 24 | 3,68 | 2,83E-04 | 24,97 |
| 22 | 11,03 | 5,91E-02 | 15,44 | 22 | 4,14 | 4,13E-04 | 23,99 | 22 | 4,82 | 5,05E-04 | 22,66 | 22 | 5,01 | 1,11E-03 | 22,29 |
| 20 | 34,43 | 1,56E-01 | 5,54 | 20 | 4,95 | 8,93E-04 | 22,43 | 20 | 6,37 | 1,24E-03 | 20,22 | 20 | 5,74 | 1,58E-03 | 21,13 |

Tabulka D.3: Tabulka naměřených hodnot pro 64QAM, simulace, šířka pásma 1 MHz

E Tabulky naměřených hodnot - měření na stropním světle

| 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|---------------|---------------|------------|------------|-------------|---------------|---------------|------------|------------|-------------|---------------|---------------|------------|------------|-------------|-----|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NLMs | | | | QR-RLS | | | |
| Posun (cm) | Eb/NO (dB) | EVM (%) | BER (-) | MER (dB) | Posun (cm) | Eb/NO (dB) | EVM (%) | BER (-) | MER (dB) | Posun (cm) | Eb/NO (dB) | EVM (%) | BER (-) | MER (dB) | |
| 0 | 39,29 | 2,25 | 0,00E+00 | 32,97 | 0 | 41,56 | 2,23 | 0,00E+00 | 33,35 | 0 | 42,35 | 2,00 | 0,00E+00 | 33,98 | 0 |
| 25 | 39,13 | 2,23 | 0,00E+00 | 33,02 | 50 | 41,25 | 2,15 | 0,00E+00 | 33,05 | 50 | 41,79 | 2,07 | 0,00E+00 | 33,68 | 50 |
| 50 | 38,27 | 2,47 | 0,00E+00 | 32,13 | 100 | 38,61 | 2,86 | 0,00E+00 | 30,89 | 100 | 39,54 | 2,68 | 0,00E+00 | 31,45 | 100 |
| 75 | 37,38 | 2,72 | 0,00E+00 | 31,32 | 150 | 34,88 | 4,28 | 0,00E+00 | 27,37 | 150 | 37,10 | 3,52 | 0,00E+00 | 29,08 | 150 |
| 100 | 35,58 | 3,25 | 0,00E+00 | 29,75 | 200 | 31,20 | 6,53 | 0,00E+00 | 23,70 | 200 | 33,99 | 5,05 | 0,00E+00 | 25,93 | 200 |
| 125 | 33,91 | 3,89 | 0,00E+00 | 28,20 | 250 | 28,73 | 8,90 | 0,00E+00 | 21,01 | 250 | 30,87 | 7,25 | 0,00E+00 | 22,79 | 250 |
| 150 | 32,46 | 4,68 | 0,00E+00 | 26,59 | 300 | 27,03 | 11,09 | 0,00E+00 | 19,10 | 300 | 28,07 | 10,03 | 0,00E+00 | 19,98 | 300 |
| 175 | 30,15 | 5,95 | 0,00E+00 | 24,52 | 350 | 26,54 | 12,06 | 0,00E+00 | 18,37 | 350 | 28,37 | 10,04 | 0,00E+00 | 19,97 | 350 |
| 200 | 28,61 | 7,19 | 0,00E+00 | 22,86 | | | | | | | | | | | |
| 225 | 26,04 | 9,36 | 0,00E+00 | 20,57 | | | | | | | | | | | |
| 250 | 24,08 | 11,65 | 0,00E+00 | 18,68 | | | | | | | | | | | |
| 275 | 21,53 | 15,33 | 0,00E+00 | 16,29 | | | | | | | | | | | |
| 300 | 20,56 | 17,69 | 0,00E+00 | 15,05 | | | | | | | | | | | |
| 325 | 19,02 | 21,14 | 4,26E-04 | 13,50 | | | | | | | | | | | |

| 256QAM | | | | | | | | | | | | | | | |
|---------------|---------------|------------|------------|-------------|---------------|---------------|------------|------------|-------------|---------------|---------------|------------|------------|-------------|-----|
| BezEQ | | | | LMS | | | | NLMs | | | | QR-RLS | | | |
| Posun (cm) | Eb/NO (dB) | EVM (%) | BER (-) | MER (dB) | Posun (cm) | Eb/NO (dB) | EVM (%) | BER (-) | MER (dB) | Posun (cm) | Eb/NO (dB) | EVM (%) | BER (-) | MER (dB) | |
| 0 | 23,98 | 5,32 | 3,87E-02 | 21,21 | 0 | 32,69 | 1,90 | 1,00E-03 | 30,18 | 0 | 32,10 | 1,99 | 1,48E-03 | 29,78 | 0 |
| | | | | | 50 | 30,09 | 3,00 | 3,03E-02 | 27,50 | 50 | 30,60 | 2,42 | 3,74E-03 | 28,12 | 50 |
| | | | | | 100 | 29,49 | 2,78 | 6,38E-03 | 26,90 | 100 | 27,76 | 3,42 | 1,15E-02 | 25,15 | 100 |
| | | | | | 150 | 23,25 | 6,16 | 9,16E-02 | 20,39 | 150 | 22,86 | 6,39 | 6,71E-02 | 20,03 | 150 |
| | | | | | | | | | | 200 | 28,00 | 3,66 | 5,70E-02 | 25,18 | 200 |
| | | | | | | | | | | 250 | 20,70 | 8,53 | 1,57E-01 | 17,83 | 250 |

Tabulka E.1: Tabulky naměřených hodnot na stropním světle, 4QAM a 256QAM, šířka pásma 1 MHz

F Tabulky naměřených hodnot - měření na automobilovém světle

| Prázdný box, 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|-------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | | | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS |
| 1 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 36,41 | 36,36 | 36,68 | 39,99 | 1,51 | 1,52 | 1,46 | 1,00 | 43,85 | 45,22 | 45,73 | 48,90 |
| 2 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 36,82 | 36,51 | 36,40 | 41,39 | 1,44 | 1,49 | 1,51 | 0,85 | 44,23 | 45,59 | 45,71 | 50,44 |
| 3 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 37,00 | 36,74 | 36,25 | 39,33 | 1,41 | 1,46 | 1,54 | 1,08 | 44,84 | 45,87 | 45,50 | 48,94 |
| 4 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 35,97 | 35,88 | 35,78 | 39,82 | 1,59 | 1,61 | 1,62 | 1,02 | 44,09 | 44,96 | 45,32 | 49,58 |

| Teplotní turbulence, 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---------------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|-------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | | | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS |
| 1 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 36,64 | 36,25 | 36,43 | 40,47 | 1,47 | 1,54 | 1,51 | 0,95 | 43,98 | 45,06 | 45,31 | 49,34 |
| 2 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 36,12 | 36,20 | 36,20 | 42,33 | 1,56 | 1,55 | 1,55 | 0,77 | 43,64 | 45,26 | 45,42 | 51,33 |
| 3 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 34,86 | 35,30 | 35,66 | 39,28 | 1,81 | 1,72 | 1,65 | 1,09 | 42,40 | 44,26 | 44,67 | 48,89 |
| 4 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 34,01 | 34,87 | 35,09 | 39,32 | 1,99 | 1,80 | 1,76 | 1,08 | 42,03 | 43,95 | 44,33 | 48,97 |

| Mlha, 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|-------|-------|--------|---------------|-------|-------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | | | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS |
| 1 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 19,14 | 21,75 | 20,64 | 25,50 | 11,04 | 8,18 | 9,31 | 5,31 | 25,10 | 29,71 | 28,79 | 33,92 |
| 2 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 15,65 | 20,71 | 19,46 | 24,13 | 16,52 | 9,22 | 10,64 | 6,22 | 22,66 | 28,84 | 27,70 | 32,59 |
| 3 | 2,83E-05 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 13,81 | 18,01 | 18,39 | 23,03 | 20,39 | 12,61 | 12,04 | 7,06 | 20,70 | 26,20 | 26,63 | 31,52 |
| 4 | 3,96E-04 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 12,06 | 18,02 | 18,76 | 23,15 | 24,94 | 12,60 | 11,53 | 6,97 | 19,68 | 26,32 | 27,12 | 31,64 |

Tabulka F.1: Tabulky naměřených hodnot pro 4QAM (prázdný box, teplotní turbulence a mlha), měření na automobilovém světle, šířka pásma 1 MHz

| Děšť - průtok 42 l/min, 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | | |
|------------------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|-------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | | | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS |
| 1 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 27,70 | 30,75 | 31,26 | 36,43 | 4,12 | 2,90 | 2,74 | 1,51 | 33,75 | 38,80 | 39,46 | 45,21 |
| 2 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 26,65 | 28,50 | 28,98 | 37,00 | 4,65 | 3,76 | 3,56 | 1,41 | 33,61 | 36,59 | 37,30 | 45,74 |
| 3 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 23,75 | 26,87 | 27,23 | 35,68 | 6,49 | 4,53 | 4,35 | 1,65 | 30,71 | 34,92 | 35,46 | 44,61 |
| 4 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 21,50 | 24,79 | 26,28 | 33,90 | 8,42 | 5,76 | 4,85 | 2,02 | 29,16 | 33,11 | 34,66 | 42,78 |

| Děšť - průtok 22 l/min, 4QAM | | | | | | | | | | | | | | | | |
|------------------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|-------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | | | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS |
| 1 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 31,27 | 32,22 | 32,54 | 38,55 | 2,73 | 2,45 | 2,36 | 1,82 | 37,46 | 40,28 | 40,77 | 47,34 |
| 2 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 29,42 | 30,97 | 31,73 | 38,55 | 3,38 | 2,83 | 2,59 | 1,83 | 36,48 | 39,18 | 40,17 | 47,34 |
| 3 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 28,64 | 29,99 | 30,80 | 37,50 | 3,71 | 3,17 | 2,88 | 1,33 | 35,88 | 38,17 | 39,10 | 46,64 |
| 4 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 0,00E+00 | 26,72 | 32,99 | 32,26 | 37,31 | 4,62 | 2,24 | 2,44 | 1,36 | 34,45 | 41,81 | 41,02 | 46,68 |

| Prázdný box, 256QAM | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|-------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | | | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS |
| 1 | 2,77E-03 | 8,26E-04 | 5,56E-04 | 0,00E+00 | 29,29 | 31,34 | 31,38 | 40,91 | 2,10 | 1,66 | 1,66 | 0,55 | 31,99 | 33,98 | 33,99 | 44,14 |
| 2 | 2,21E-03 | 3,27E-04 | 5,95E-05 | 0,00E+00 | 30,04 | 32,80 | 32,82 | 40,91 | 1,93 | 1,41 | 1,40 | 0,55 | 32,72 | 35,50 | 35,39 | 44,28 |
| 3 | 2,94E-03 | 5,42E-04 | 3,04E-04 | 0,00E+00 | 29,56 | 32,44 | 32,24 | 39,39 | 2,07 | 1,47 | 1,50 | 0,66 | 32,17 | 35,13 | 35,04 | 43,16 |
| 4 | 1,36E-03 | 5,54E-05 | 3,60E-04 | 0,00E+00 | 29,76 | 33,83 | 32,21 | 39,73 | 1,99 | 1,25 | 1,51 | 0,63 | 32,45 | 36,58 | 35,01 | 43,44 |

Tabulka F.2: Tabulky naměřených hodnot pro 4QAM (děšť - průtok 42 l/min, děšť - průtok 22 l/min) a pro 256QAM (prázdný box), měření na automobilovém světle, šířka pásma 1 MHz

| Teplotní turbulence, 256QAM | | | | | | | | | | | | | | |
|-----------------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS |
| 1 | 3,30E-03 | 6,85E-04 | 6,33E-04 | 0,00E+00 | 28,90 | 31,39 | 31,07 | 41,05 | 2,20 | 1,66 | 1,72 | 0,54 | 31,41 | 34,08 |
| 2 | 1,53E-03 | 1,38E-04 | 3,52E-04 | 0,00E+00 | 30,08 | 33,52 | 31,55 | 40,85 | 1,93 | 1,29 | 1,62 | 0,56 | 32,45 | 36,09 |
| 3 | 2,44E-03 | 1,71E-04 | 3,55E-04 | 0,00E+00 | 29,69 | 31,54 | 31,57 | 39,53 | 2,04 | 1,74 | 1,62 | 0,65 | 31,90 | 34,10 |
| 4 | 5,32E-03 | 2,10E-05 | 5,35E-04 | 0,00E+00 | 27,61 | 33,86 | 31,73 | 38,39 | 2,61 | 1,24 | 1,59 | 0,74 | 30,22 | 36,53 |

| Mlha, 256QAM | | | | | | | | | | | | | | |
|----------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS |
| 1 | 2,68E-03 | 9,43E-04 | 1,07E-03 | 1,10E-05 | 28,96 | 30,33 | 29,96 | 39,30 | 2,18 | 1,87 | 1,95 | 0,67 | 31,33 | 32,85 |
| 2 | 3,09E-03 | 8,50E-04 | 1,06E-03 | 1,00E-05 | 29,00 | 30,51 | 29,79 | 38,75 | 2,18 | 1,83 | 1,99 | 0,71 | 31,36 | 33,04 |
| 3 | 9,50E-03 | 1,69E-03 | 2,02E-03 | 1,00E-05 | 26,90 | 29,61 | 28,95 | 37,00 | 2,78 | 2,04 | 2,19 | 0,87 | 29,44 | 32,19 |
| 4 | 9,70E-03 | 8,94E-03 | 2,21E-03 | 1,00E-05 | 26,56 | 29,12 | 28,77 | 36,80 | 2,90 | 2,28 | 2,24 | 0,89 | 29,22 | 31,80 |

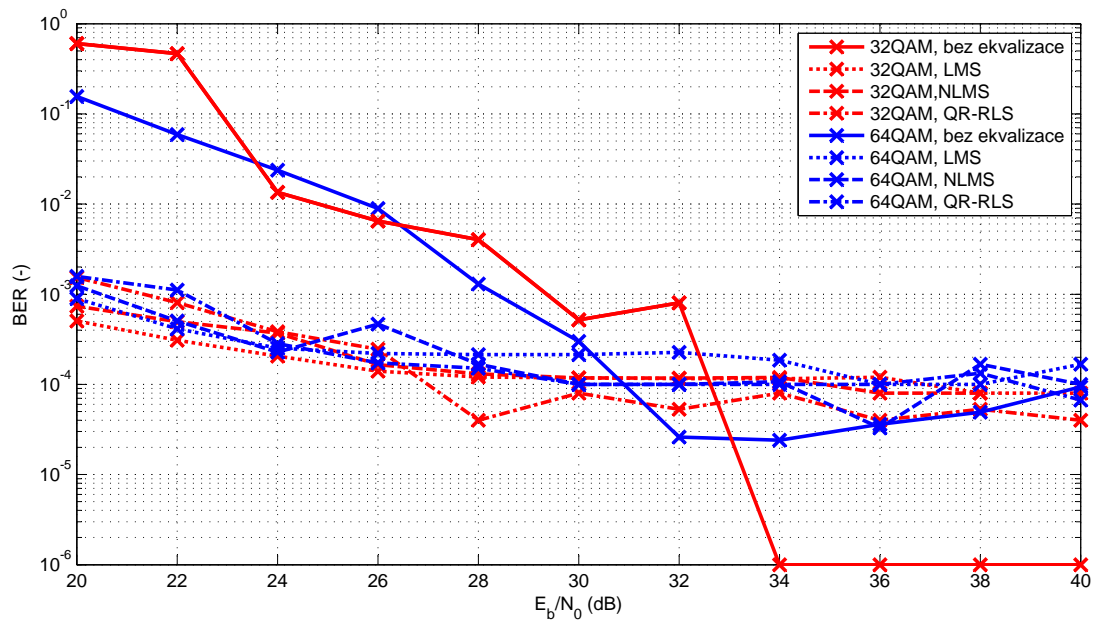
| Děšť - průtok 42 l/min, 256QAM | | | | | | | | | | | | | | |
|--------------------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|-------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS |
| 1 | - | 7,51E-02 | 5,29E-02 | 3,29E-05 | - | 20,67 | 21,71 | 35,02 | - | 5,99 | 5,19 | 1,09 | - | 23,50 |
| 2 | - | 1,03E-02 | 5,91E-02 | 2,54E-05 | - | 25,17 | 22,66 | 35,60 | - | 3,42 | 4,78 | 1,02 | - | 27,88 |
| 3 | - | 2,99E-02 | 6,60E-02 | 1,13E-04 | - | 23,42 | 20,26 | 33,33 | - | 4,21 | 6,05 | 1,33 | - | 26,19 |
| 4 | - | 2,60E-02 | 4,42E-02 | 6,32E-05 | - | 22,42 | 20,62 | 33,36 | - | 4,72 | 5,84 | 1,32 | - | 25,22 |

Tabulka F.3: Tabulky naměřených hodnot pro 256QAM (teplotní turbulence, mlha, déšť - průtok 42 l/min), měření na automobilovém světle, šířka pásma 1 MHz

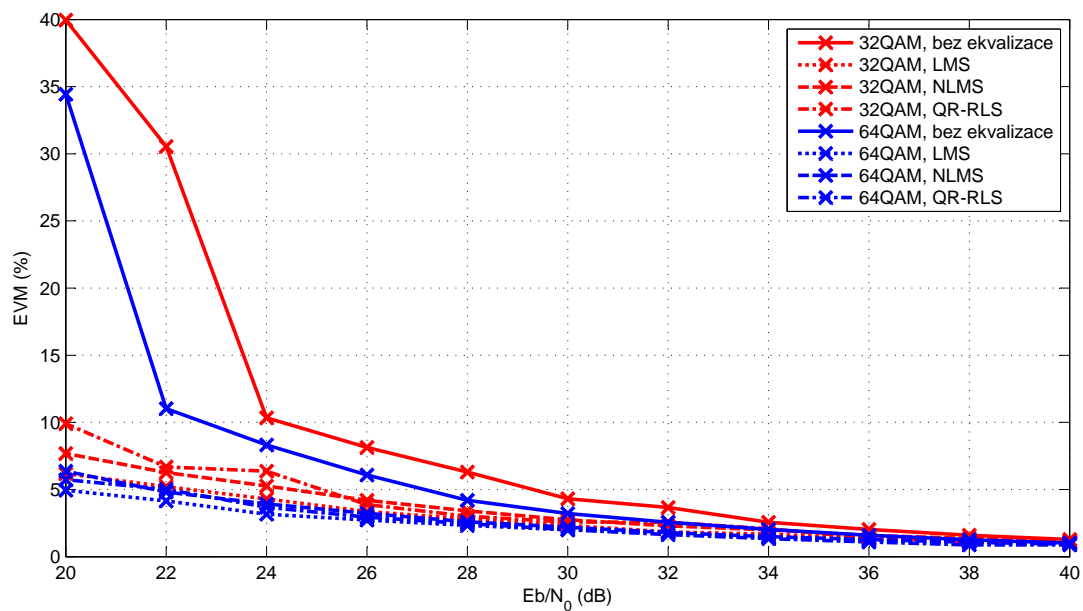
| Děšť - průtok 22 l/min, 256QAM | | | | | | | | | | | | | | |
|--------------------------------|------------|----------|----------|----------|-------------|-------|-------|--------|------------|------|------|--------|---------------|--------|
| Šířka pásma (MHz) | BER (-) | | | | MER (dB) | | | | EVM (%) | | | | Eb/NO (dB) | |
| | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | LMS | NLMS | QR-RLS | Bez EQ | QR-RLS |
| 1 | 1,18E-01 | 4,69E-03 | 3,37E-02 | 1,41E-05 | 17,54 | 27,71 | 25,43 | 37,24 | 8,34 | 2,53 | 3,50 | 0,84 | 20,40 | 30,26 |
| 2 | - | 3,47E-03 | 1,25E-02 | 2,21E-05 | - | 28,13 | 26,52 | 36,41 | - | 2,41 | 2,99 | 0,93 | - | 30,72 |
| 3 | - | 1,15E-02 | 3,53E-02 | 7,47E-05 | - | 25,23 | 23,62 | 35,58 | - | 3,38 | 4,25 | 1,02 | - | 27,91 |
| 4 | - | 5,08E-02 | 2,21E-02 | 1,00E-05 | - | 24,60 | 26,23 | 36,60 | - | 4,21 | 3,23 | 0,91 | - | 27,48 |
| | | | | | | | | | | | | | | 28,95 |
| | | | | | | | | | | | | | | 39,63 |

Tabulka F.4: Tabulka naměřených hodnot pro 256QAM (děšť - průtok 22 l/min), měření na automobilovém světle, šířka pásma 1 MHz

G Simulace - grafy

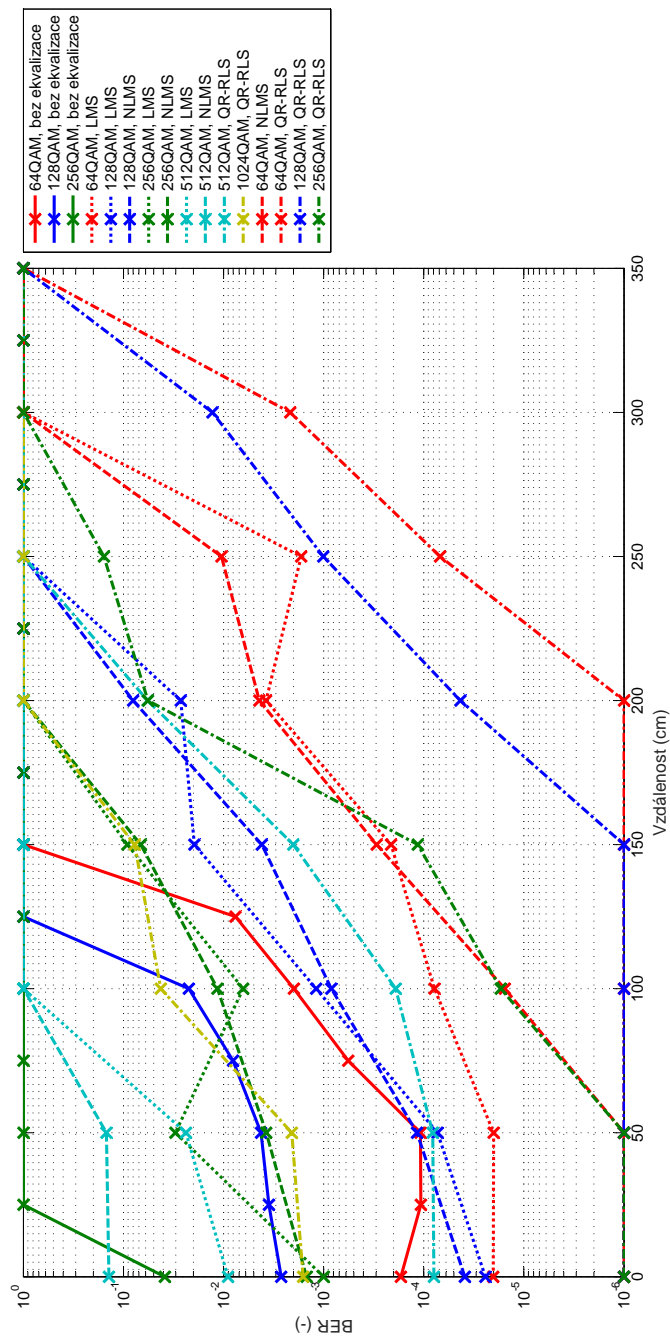


Obrázek G.1: Závislost BER na E_b/N_0 , 32QAM a 64QAM, simulace.



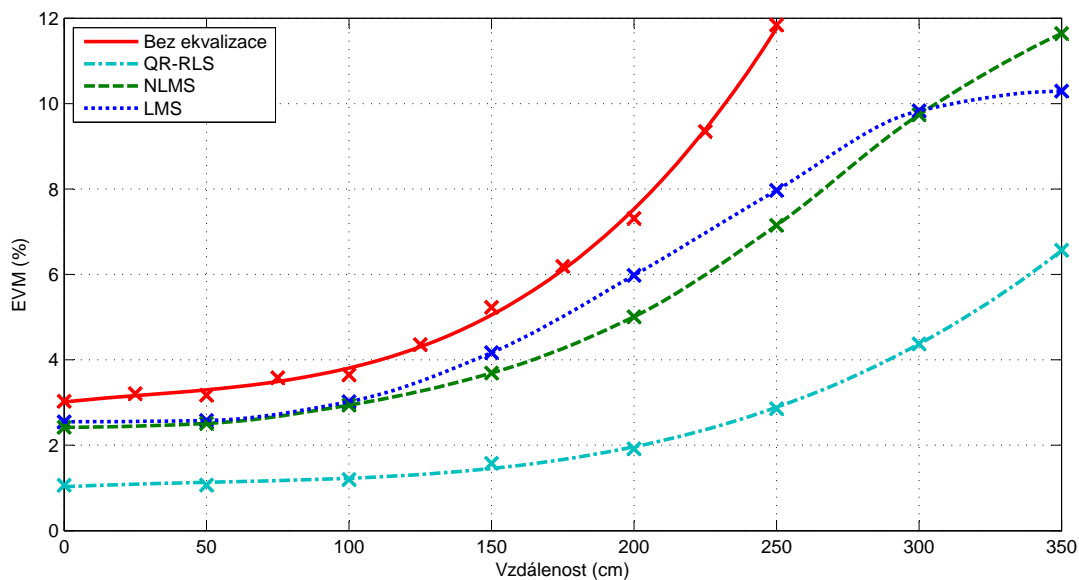
Obrázek G.2: Závislost EVM na E_b/N_0 , 32QAM a 64QAM, simulace.

H Měření na stropním světle - grafy BER

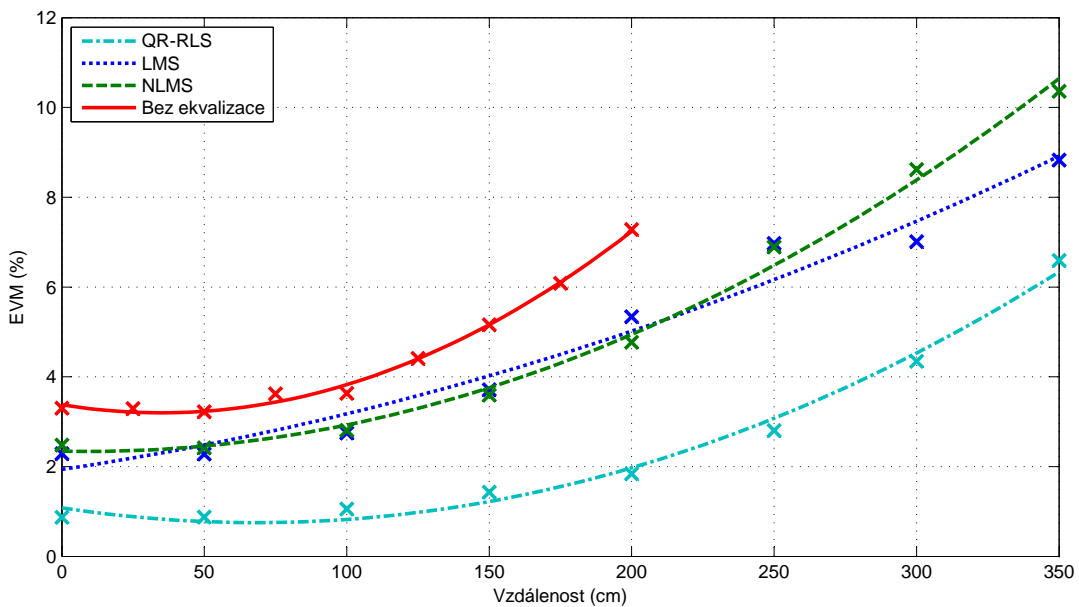


Obrázek H.1: Závislost BER na vzdálenosti, 64 - 256QAM, šířka pásma 1 MHz, měření na stropním světle.

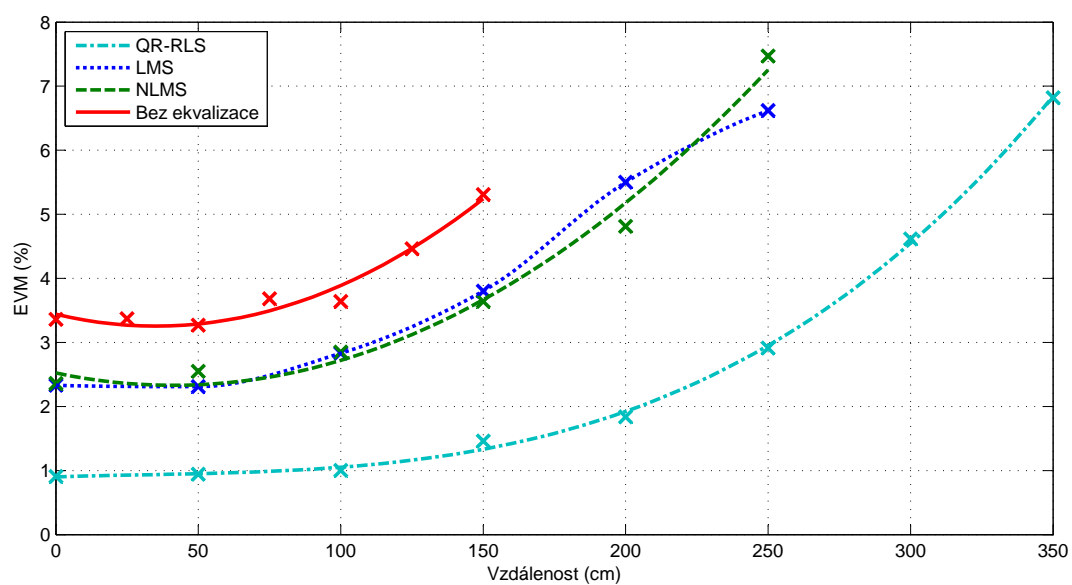
I Měření na stropním světle - grafy EVM



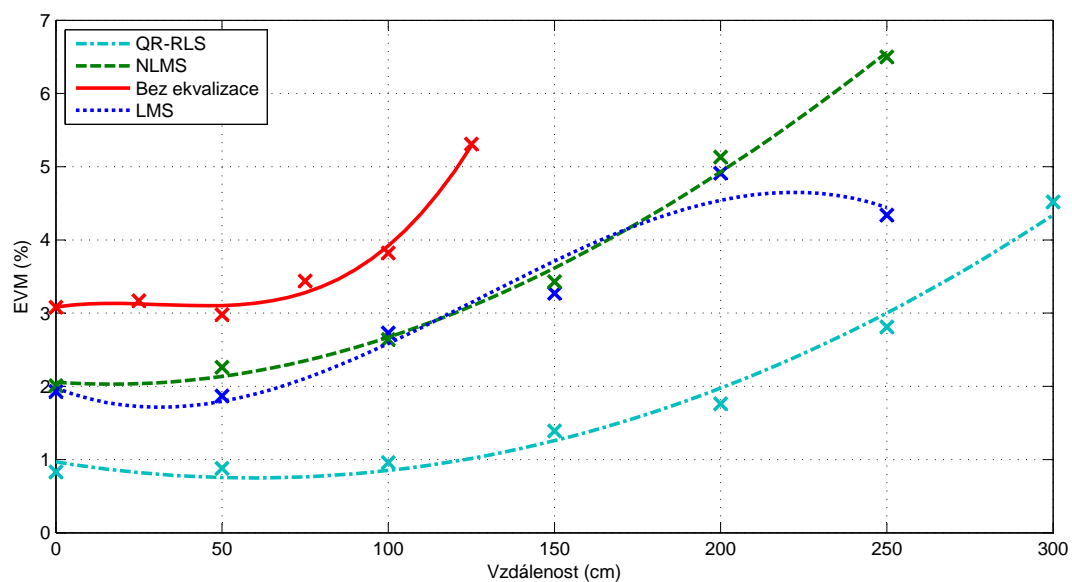
Obrázek I.1: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 8QAM, měření na stropním světle.



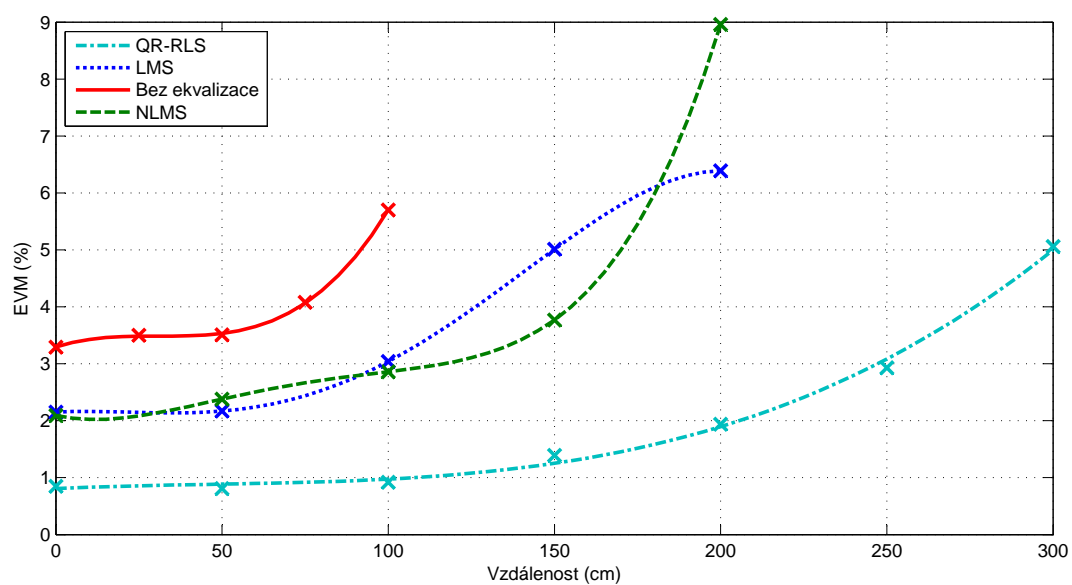
Obrázek I.2: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 16QAM, měření na stropním světle.



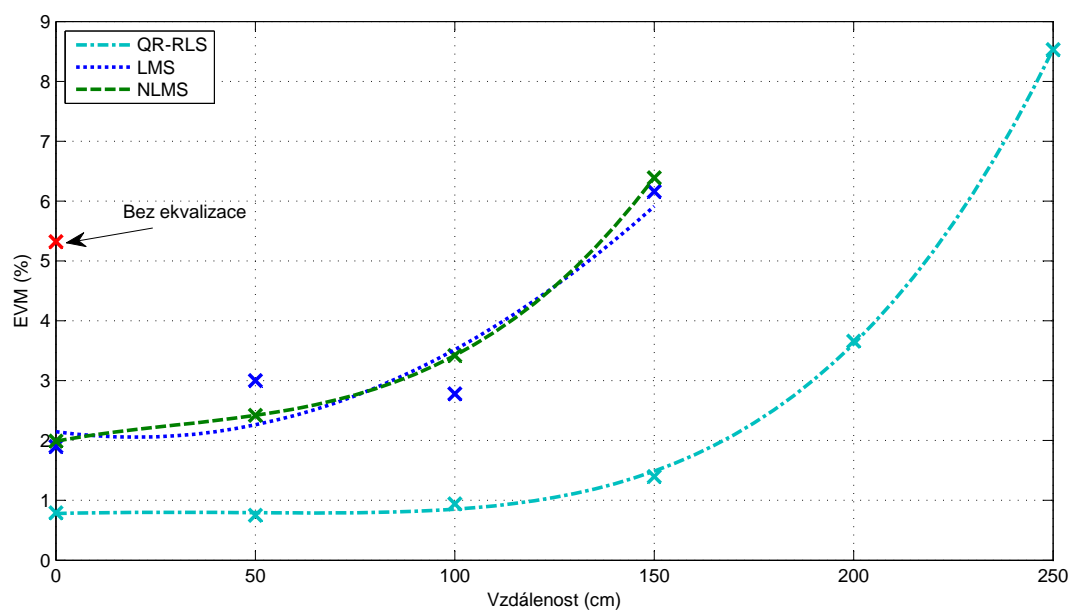
Obrázek I.3: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 32QAM, měření na stropním světle.



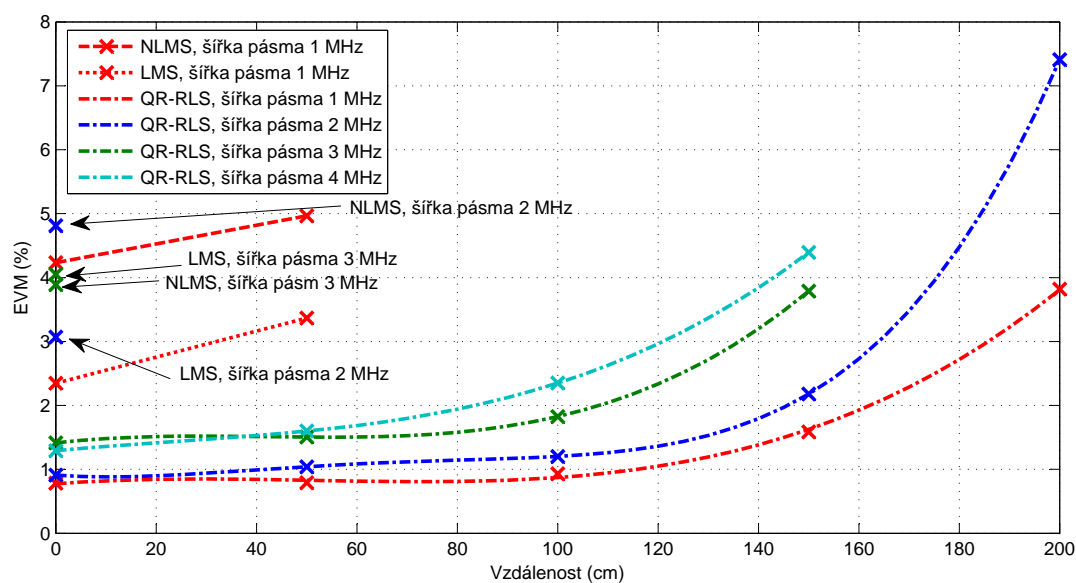
Obrázek I.4: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 64QAM, měření na stropním světle.



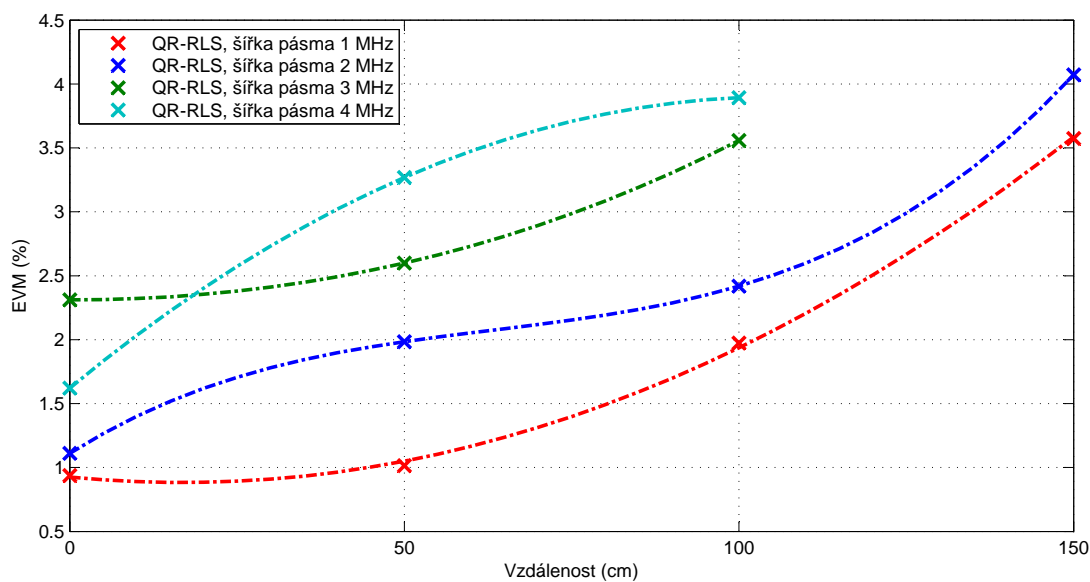
Obrázek I.5: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 128QAM, měření na stropním světle.



Obrázek I.6: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 256QAM, měření na stropním světle.

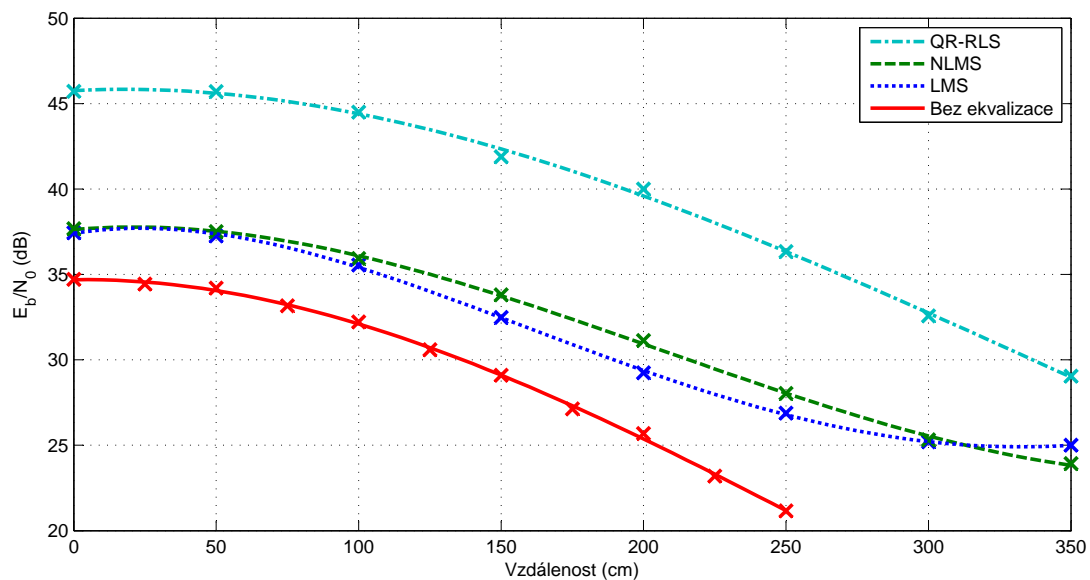


Obrázek I.7: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 512QAM, měření na stropním světle.

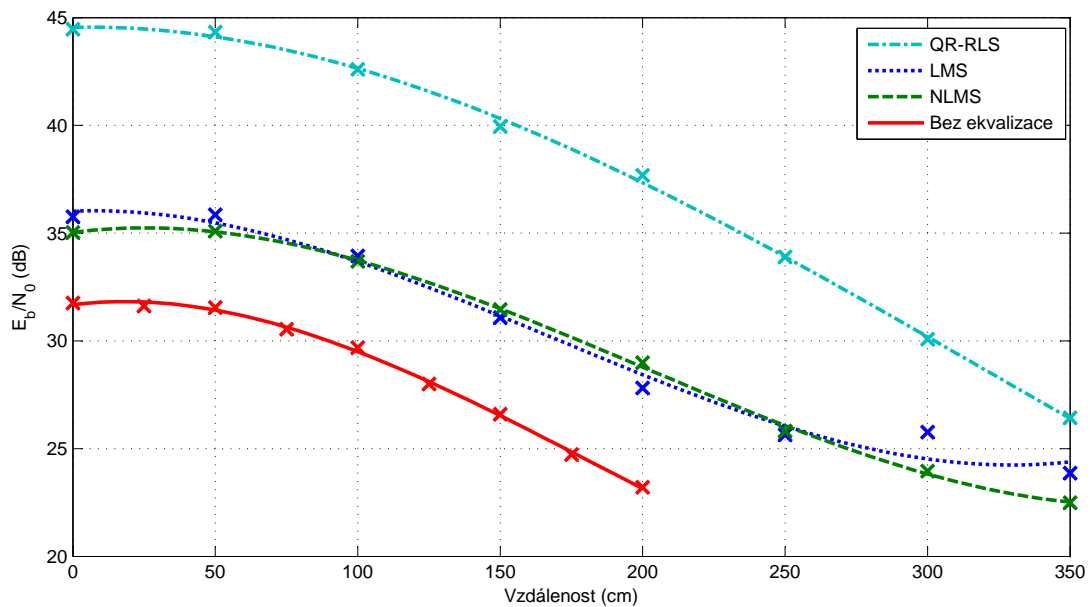


Obrázek I.8: Závislost EVM na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 1024QAM, měření na stropním světle.

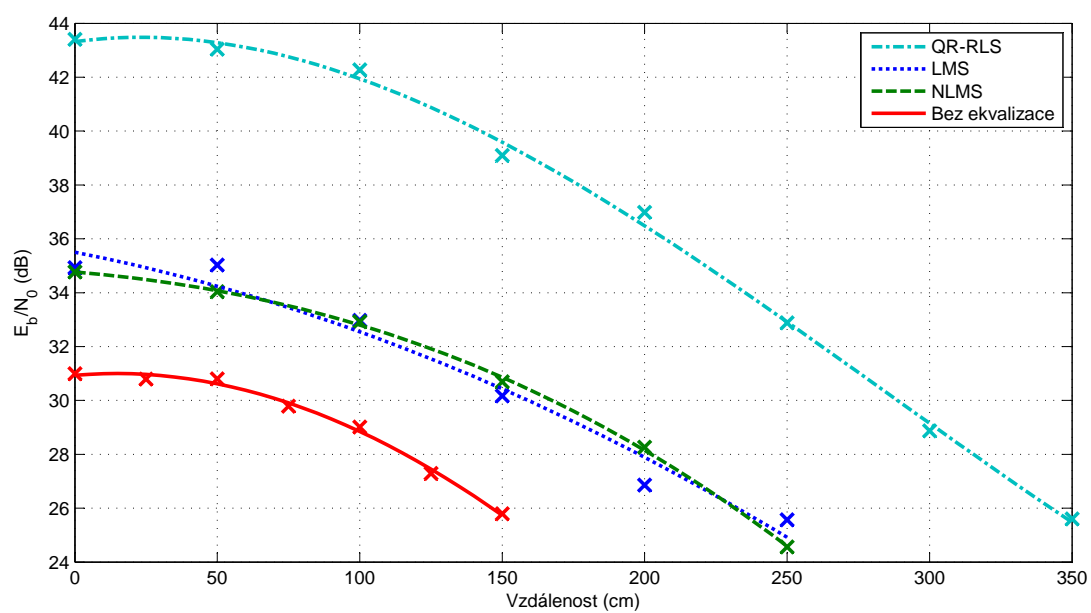
J Měření na stropním světle - grafy E_b/N_0



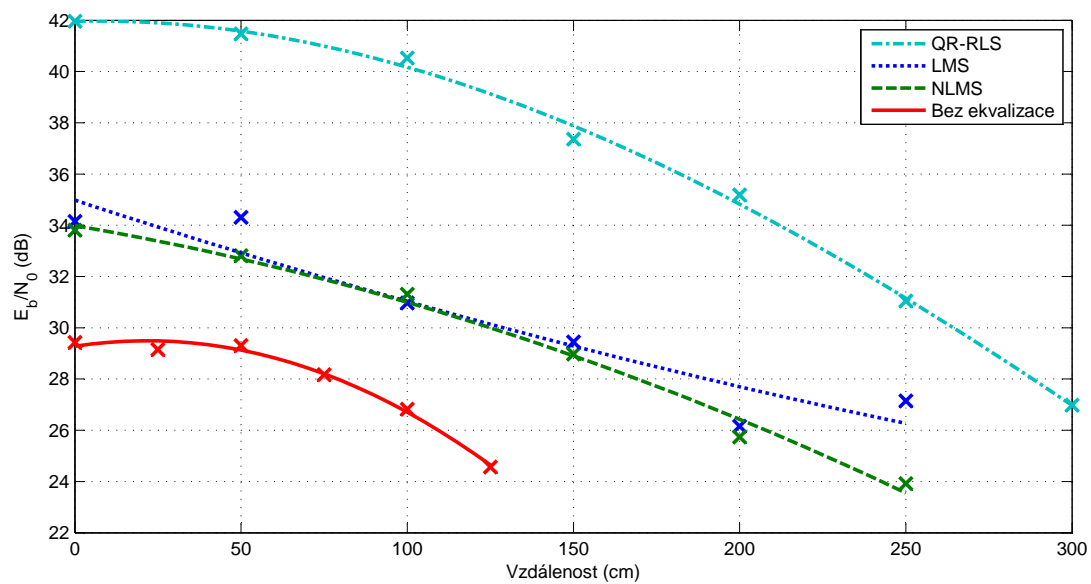
Obrázek J.1: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 8QAM, měření na stropním světle.



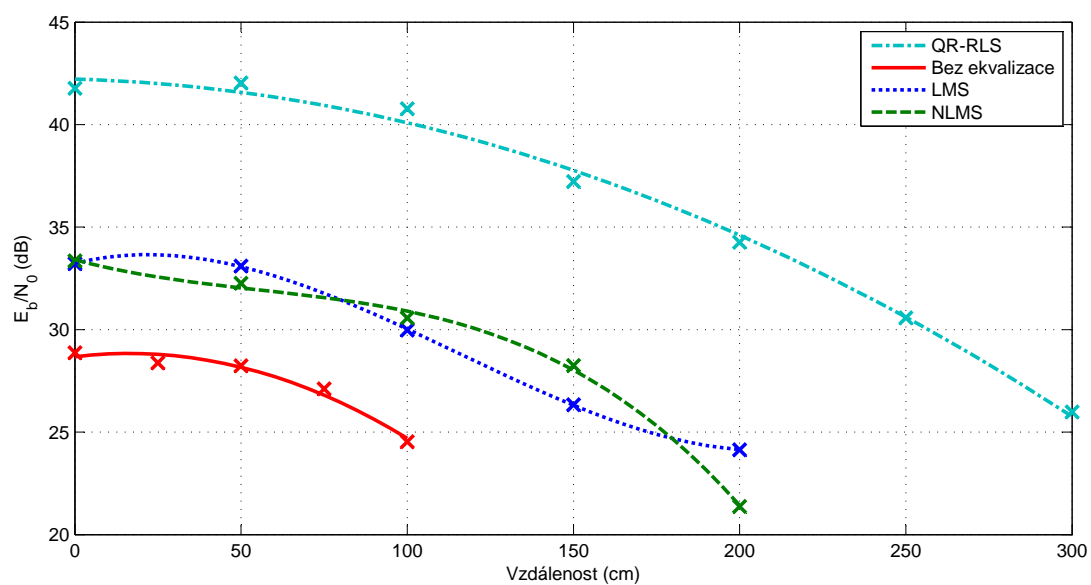
Obrázek J.2: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 16QAM, měření na stropním světle.



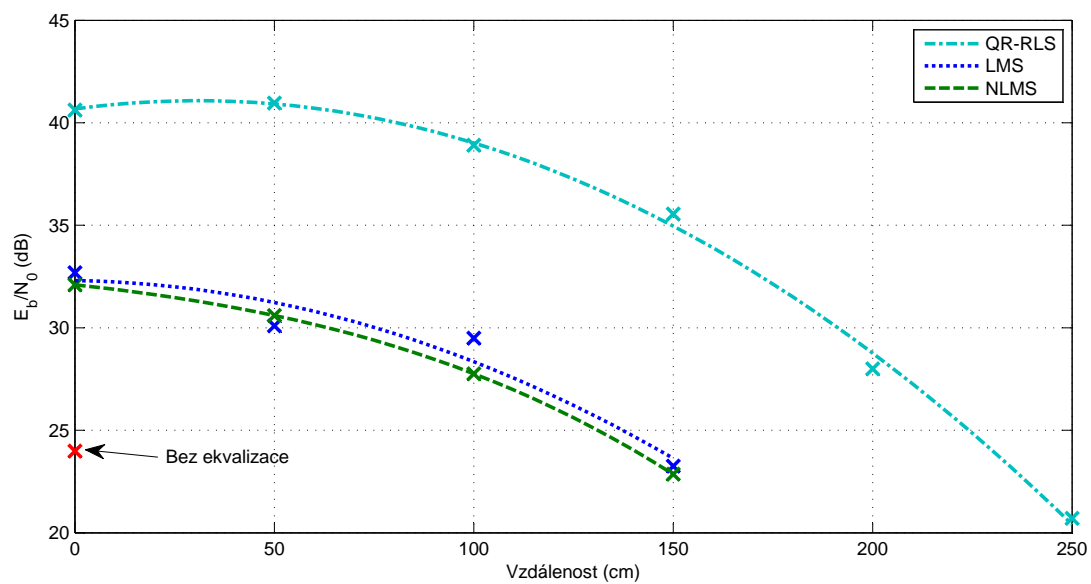
Obrázek J.3: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 32QAM, měření na stropním světle.



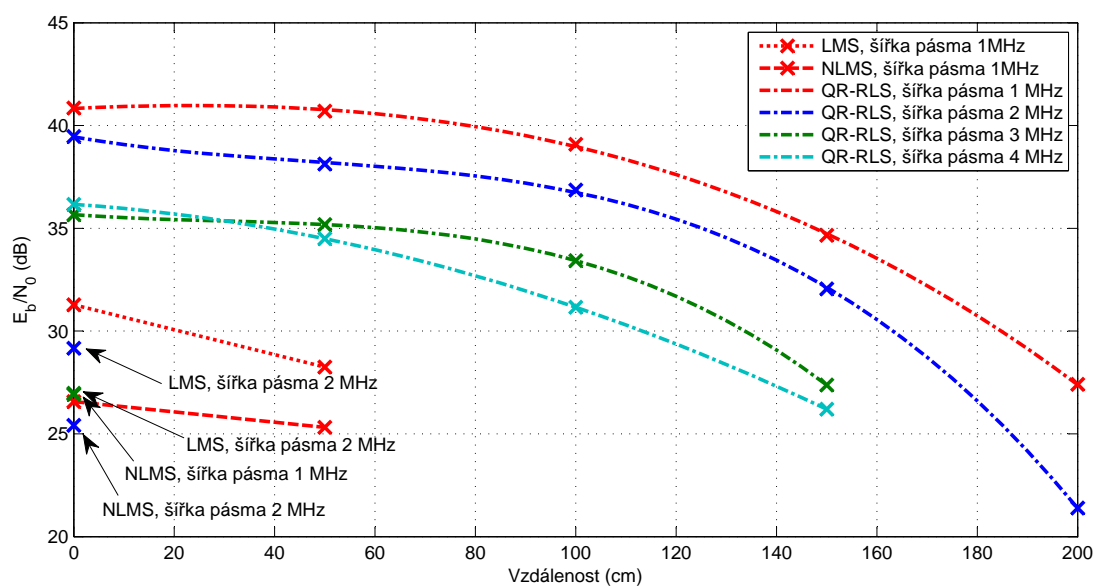
Obrázek J.4: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 64QAM, měření na stropním světle.



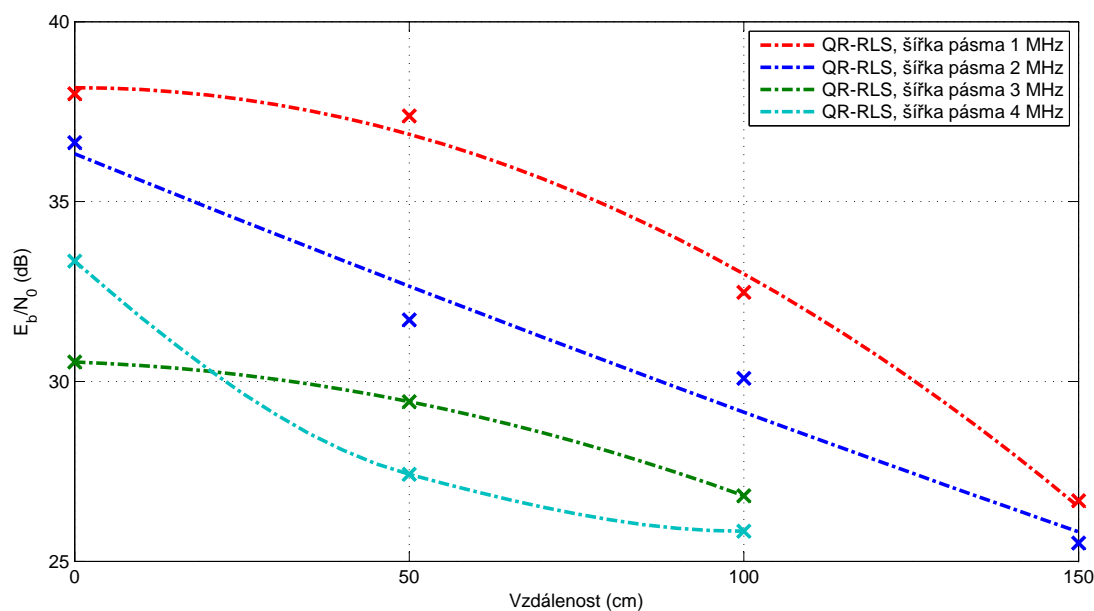
Obrázek J.5: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 128QAM, měření na stropním světle.



Obrázek J.6: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 MHz, 256QAM, měření na stropním světle.



Obrázek J.7: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 512QAM, měření na stropním světle.



Obrázek J.8: Závislost E_b/N_0 na vzdálenosti, šířka pásma 1 - 4 MHz, 1024QAM, měření na stropním světle.